

ESTRUCTURAS DE CONVERSIÓN PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS DE ALTA POTENCIA

Memoria que, para optar al grado de Doctor
Ingeniero Industrial, presenta

Mikel Borrega Ayala

Realizada bajo la dirección de

Luis Marroyo Palomo

Roberto González Senosiain



Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Pamplona, 2014

Agradecimientos

La realización de esta tesis doctoral es el resultado de un gran esfuerzo, debido especialmente a la dificultad de compaginar mi trabajo en la empresa INGETEAM con la realización de esta tesis. Esto no hubiera sido posible sin la ayuda que he recibido por parte de mucha gente, la cual me gustaría agradecer en este capítulo.

En primer lugar me gustaría agradecer a mí tutor de tesis, Luis Marroyo, el trato cercano y la motivación que me ha transmitido para realizar esta tesis. Primo: Te agradezco las horas que has dedicado a corregir tanto el artículo como esta memoria. He aprendido una barbaridad de ti y me siento por ello muy afortunado.

En segundo lugar me gustaría agradecer a Julián, Roberto y Juan Carlos, compañeros de INGETEAM, la oportunidad que me brindaron hace cuatro años, permitiéndome compaginar el trabajo diario con la realización de esta tesis. Este tipo de oportunidades no se suelen dar en el mundo de la empresa privada, y es por cosas como esta por las que me enorgullezco de trabajar en INGETEAM. Quisiera agradecer especialmente a Juantxo, por lo mucho que me ayudó con la redacción del artículo, y a Roberto por la revisión que hizo de la memoria. ¡Tenéis mucho mérito los dos!

Por último quiero dedicar esta tesis a mis padres por haber hecho tantos esfuerzos para darme esta educación. Al resto de la familia, Idoia, Pablo, Olaia, Elur, y por supuesto a mi querida abuela Isabel, gracias por estar ahí y por desearme siempre lo mejor.

Finalmente, gracias Aitziber. Tú eres sin duda la que más ha sufrido la loca idea de hacer esta tesis y a pesar de ello siempre me has apoyado y ayudado. Sin ti no habría sido posible.

Índice

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	1
1.1 INTRODUCCIÓN	1
1.2 OBJETIVOS DE LA TESIS	12
2. COMPARATIVA DE LAS ARQUITECTURAS DE CONVERSIÓN UTILIZADAS EN SISTEMAS PV DE GRAN POTENCIA.....	21
2.1 INTRODUCCIÓN	21
2.2 CRITERIOS DE CALIDAD.....	22
2.2.1 Precio	22
2.2.2 Eficiencia de la etapa de conversión	24
2.2.3 Eficiencia del seguimiento del MPP.....	25
2.2.4 Disponibilidad	31
2.3 ANÁLISIS COMPARATIVO DE LAS TRES ARQUITECTURAS DE CONVERSIÓN.....	31
2.3.1 Inversor Centralizado – IC.....	31
2.3.2 Inversor Multi-String - MST.....	32
2.3.3 Inversor Maestro-Esclavo - MS	34
2.4 CONCLUSIONES	38
3. INVERSOR CENTRALIZADO	41
3.1 INTRODUCCIÓN	41
3.2 CONTROL DE CORRIENTE	45
3.2.1 Introducción.....	45
3.2.2 Modelado del sistema.....	46
3.2.3 Ley de modulación	52
3.2.4 Sintonización del regulador	54
3.3 CONTROL DE TENSIÓN	57
3.3.1 Introducción.....	57
3.3.2 Control de v_{pv} , modelado del sistema.....	58
3.3.3 Sintonización del regulador	62
3.4 MODELO DE MODO COMÚN	62

3.4.1	Introducción	62
3.4.2	Descripción del sistema	63
3.4.2.1	Introducción	63
3.4.2.2	Modulación y armónicos de la célula elemental de conmutación	65
3.4.2.3	Modo común y modo diferencial.	68
3.4.2.4	Circuito en modo común.	71
3.4.3	Elección del filtro EMI	75
4.	INVERSOR MULTI-STRING	79
4.1	INTRODUCCIÓN	79
4.2	MODELO DE MODO COMÚN	80
4.2.1	Introducción	80
4.2.2	Descripción del sistema	81
4.2.3	Elección del filtro EMI	83
5.	INVERSOR MAESTRO-ESCLAVO	93
5.1	INTRODUCCIÓN	93
5.2	CONTROL GLOBAL DEL INVERSOR MAESTRO-ESCLAVO	94
5.2.1	Introducción	94
5.2.2	Algoritmo de Generación de Consignas de Corriente (AGCC)	98
5.2.3	Sistema Autónomo de Reducción de Potencia (SARP)	101
5.3	CONTROL DE CORRIENTE	102
5.3.1	Introducción	102
5.3.2	Modelado del sistema	103
5.3.3	Control de 3N-1 corrientes	110
5.3.3.1	Descripción de la estrategia de control	110
5.3.3.2	Función de transferencia SISO	112
5.3.3.3	Inversor maestro – Obtención de Hms	114
5.3.3.4	Inversores esclavos – Obtención de Hss	115
5.3.3.5	Análisis de Hms y Hss	118
5.3.4	Control de 3N-1 corrientes, y atenuación del acoplamiento a través de vno y vzsx	120
5.3.4.1	Descripción de la estrategia de control	120
5.3.4.2	Función de transferencia SISO	122
5.3.4.3	Inversor maestro – Obtención de Hm2s	123
5.3.4.4	Inversores esclavos – Obtención de Hs2s	123
5.3.4.5	Elección de P y análisis de Hm2s y Hs2s	125
5.3.5	Resultados experimentales	127
5.3.6	Conclusiones	131
5.4	CONTROL DE TENSIÓN	132
5.4.1	Introducción	132
5.4.2	Control de vpv , modelado del sistema	133

5.4.3	<i>Sintonización del regulador</i>	137
5.5	MODELO DE MODO COMÚN	137
5.5.1	<i>Introducción</i>	137
5.5.2	<i>Descripción del sistema</i>	138
5.5.3	<i>Elección del filtro EMI</i>	140
6.	CONCLUSIONES, APORTACIONES Y LÍNEAS FUTURAS	147
6.1	CONCLUSIONES	147
6.2	APORTACIONES	153
6.3	LÍNEAS FUTURAS	157
6.3.1	<i>Estudio del efecto de las inductancias parásitas</i>	157
6.3.2	<i>Estudio control desacoplado para el Inversor Maestro-Esclavo</i>	158
7.	ABREVIATURAS Y ACRÓNIMOS	159
8.	BIBLIOGRAFÍA	167

Introducción y Objetivos

1.1 Introducción

Que nuestro planeta está experimentando un calentamiento global es un hecho que se ha contrastado durante las últimas décadas. En 1975, el geoquímico Wallace Broecker acuñó el concepto de “calentamiento global” a través de su artículo “Cambio climático: ¿estamos al borde de un pronunciado calentamiento global?” [1]. Desde entonces, infinidad de estudios y mediciones han corroborado este efecto. El Instituto Goddard para Estudios Espaciales de la NASA, GISS, publicó en el año 2006 un estudio del calentamiento de la tierra cuyos resultados se pueden apreciar en la siguiente figura:

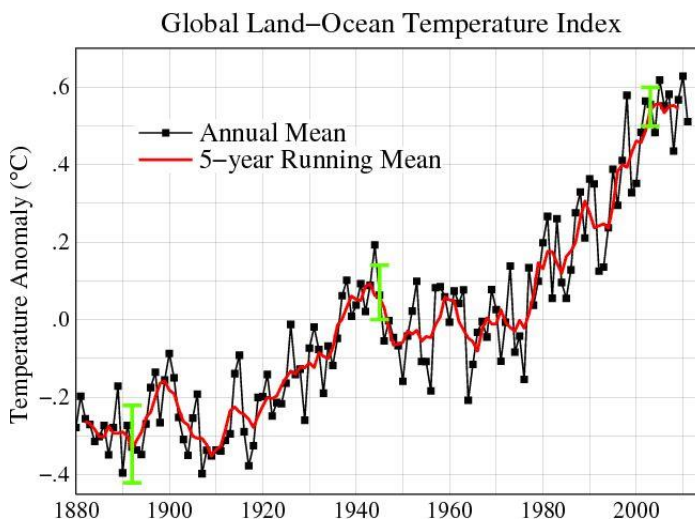


Fig. 1.1 –Diferencia de temperatura global anual media respecto de la media 1951-1980. En rojo se muestra la media móvil de 5 años. Las barras verticales verdes muestran la incertidumbre de medida.

Se puede apreciar cómo en los últimos 30 años, el planeta se ha calentado una media de 0.5°C por año. Este calentamiento se produce especialmente debido al aumento de la concentración en la atmósfera de los gases de efecto invernadero, y es que los niveles de dióxido de carbono, CO_2 , metano, CH_4 , y óxido nítrico, N_2O , han aumentado peligrosamente en el último siglo. Este aumento se ha debido a las emisiones provocadas

por el ser humano a raíz del aumento de la actividad industrial. La figura Fig. 1.2 muestra el aumento de estos gases según un estudio realizado por el Grupo Intergubernamental de Expertos sobre el Cambio Climático, IPCC, en el año 2007 [2].

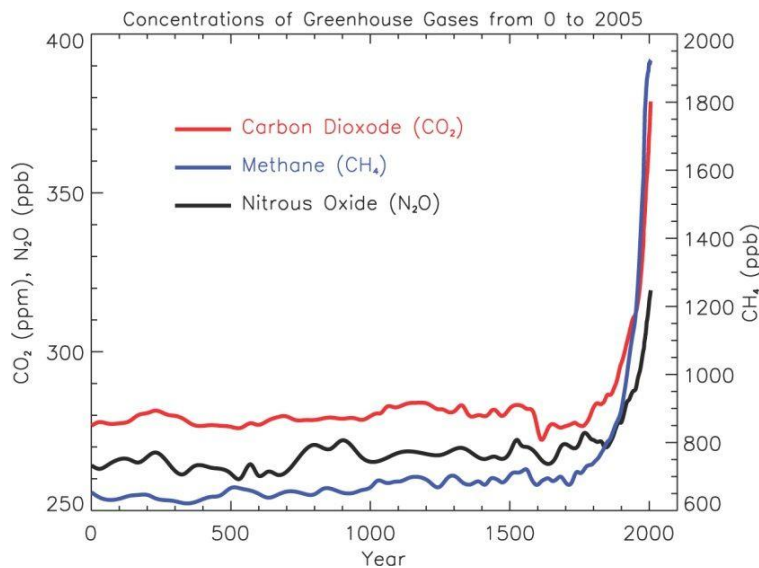


Fig. 1.2 – Aumento de la concentración de los gases de efecto invernadero. Las concentraciones están en partes por millón (ppm) en el caso del CO₂ y N₂O (eje vertical izquierdo) y en partes por mil millones (ppb) en el caso del metano (eje vertical derecho).

El calentamiento global del planeta tiene múltiples repercusiones en el ser humano: Derretimiento de los casquetes polares con el consiguiente aumento del nivel del mar y desaparición de ciudades costeras como Nueva York o Shanghái, aumento de las olas de calor que pueden provocar hambrunas e incendios de grandes proporciones, descenso drástico de las temperaturas en el norte de Europa debido a la interrupción de la corriente del golfo y grandes inundaciones, tormentas y huracanes, entre otras consecuencias. Se estima que de elevarse en 7°C la temperatura media de la tierra, se producirían pequeñas zonas inhabitables y de subir 10°C, la vida en este planeta sería imposible [4].

A pesar de las terribles consecuencias que el calentamiento global podría generar, el ser humano continua obteniendo la mayor parte de la energía que utiliza a partir de combustibles fósiles como el carbón, el gas o el petróleo. La utilización de combustibles fósiles es la causa directa del aumento en las emisiones de CO₂ que se realizan a la atmosfera y que potencian el efecto invernadero. La figura Fig. 1.3 muestra la distribución de generación de energía primaria en España y en el resto del mundo a partir de un estudio realizado por la petrolera BP, BP StatisticalReview of WorldEnergy 2013 (datos de 2012), y que se puede consultar a través de Internet [3].

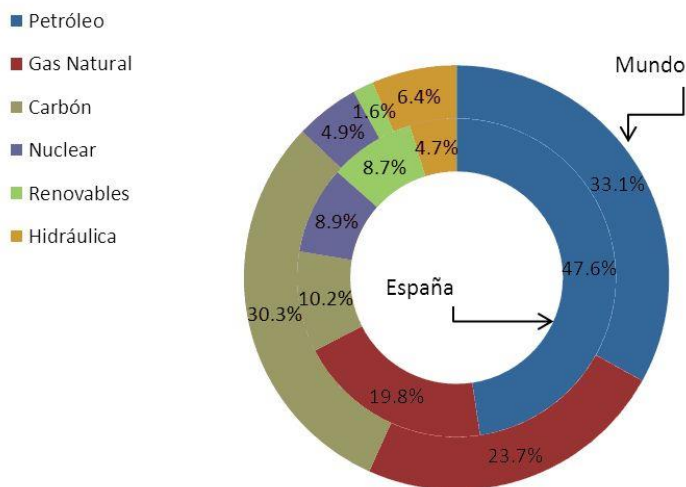


Fig. 1.3 –Consumo de Energía primaria mundial y en España en función del tipo de fuente de energía.

Se observa cómo en España, más del 77% de la energía se produce a partir de combustibles fósiles y se observa una dependencia muy alta del petróleo con un 47%. Los datos a nivel mundial son incluso peores, ya que más del 87% de la energía consumida tiene como origen los combustibles fósiles. No solo eso, sino que el porcentaje de utilización del carbón, el que más CO_2 genera de entre los combustibles fósiles, es del 30.3%.

Las perspectivas de futuro son todavía más preocupantes, pues tal y como se puede observar en la figura Fig. 1.4, a pesar de que el petróleo sigue siendo la fuente de energía principal, la utilización del carbón como fuente de energía ha ido aumentando paulatinamente a partir del año 2000. Este aumento se debe, principalmente, al incremento en la energía consumida en países emergentes como China o India, cuya fuente de energía principal es todavía el carbón [3].

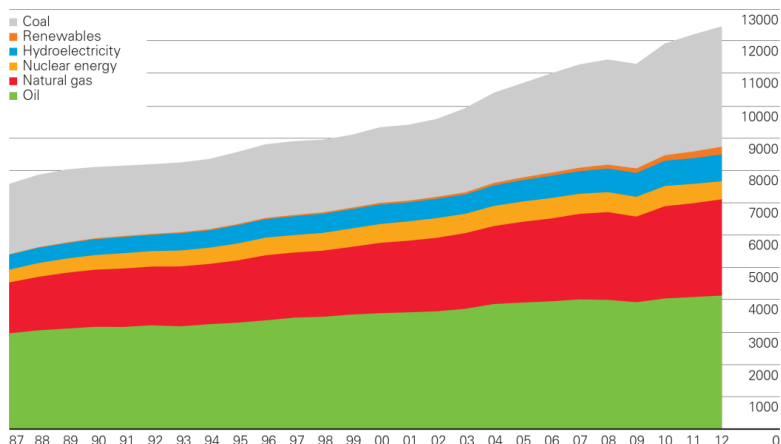
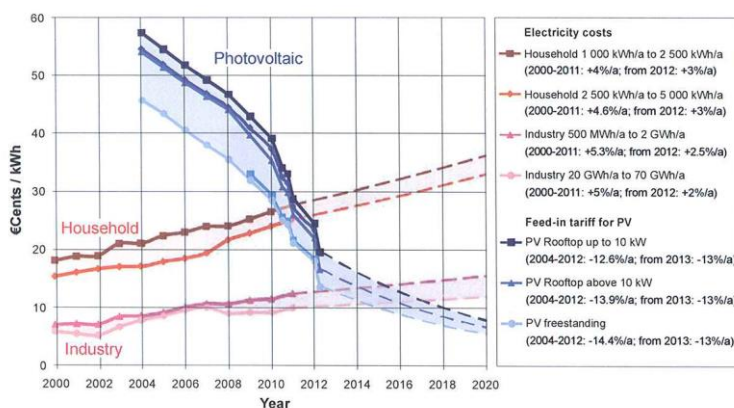


Fig. 1.4 –Consumo de Energía primaria mundial (1987-2012) en función del tipo de fuente de energía, BP Statisticalreview, [3].

En definitiva, el aumento del consumo de energía a nivel mundial está provocando que se disparen las emisiones de CO_2 a la atmosfera, especialmente porque la mayoría de esta energía está generada a partir de combustibles fósiles, sobre todo el carbón. Esto está acelerando el cambio climático y compromete la vida en este planeta a medio-largo plazo. Otro inconveniente de este tipo de combustibles es que están concentrados en determinadas áreas geográficas, lo que provoca conflictos bélicos y políticos. Es por todo ello por lo que se hace necesario un cambio en el modelo energético actual, y buena parte de los gobiernos de los países más industrializados estén impulsando la implementación y desarrollo de las energías renovables. Las energías renovables no emiten CO_2 a la atmosfera, por lo que se trata de fuentes limpias de energía, y todas las regiones del planeta pueden acceder ellas en alguna de sus versiones. Es por ello que también son unas fuentes de energía más justas ya que no contribuyen a fomentar las desigualdades y confrontaciones entre diferentes países. La Unión Europea por ejemplo, desarrolló en el 2009 la estrategia Europea de desarrollo sostenible que fija para el 2020 una reducción del 20% de las emisiones de CO_2 , un aumento del 20% de la energía generada a partir de fuentes renovables y un aumento del 20% de la eficiencia energética (objetivo 20/20/20).

En este contexto, la energía solar fotovoltaica¹ es, junto a la energía eólica, una de las energías renovables con mayor poder de implantación. Su gran ventaja es que el recurso, la luz solar, está disponible en toda la superficie del planeta. Además, las instalaciones fotovoltaicas son instalaciones sencillas en comparación a otras fuentes de energía tanto renovables (eólica o hidroeléctrica), como tradicionales (centrales térmicas o nucleares). Debido a esta sencillez y a la abundancia de la luz solar en cualquier lugar, la energía fotovoltaica es ideal para la generación distribuida, generación de energía en el mismo punto en el que se consume, con lo que las pérdidas ocasionadas por el transporte de electricidad se eliminan. Inicialmente, el inconveniente de este tipo de energía era el alto coste de las instalaciones fotovoltaicas, y es por ello que en la primera década del siglo XXI este tipo de instalaciones recibieron importantes primas, especialmente en Europa. Estos estímulos, acompañados de la crisis financiera y de la aparición en el mercado de fabricantes asiáticos, han tenido como resultado una bajada de precios importantísima en los últimos años, bajada que todavía se está produciendo. En la figura Fig. 1.5 se puede observar la evolución del precio de la electricidad producida por diferentes tipos de instalaciones fotovoltaicas (azul) en comparación con la evolución del precio de la electricidad tanto residencial (marrón) como industrial (rosa) en Alemania [5].

Electricity costs and feed-in tariffs in Germany



Source: B. Burger, "Energiekonzept 2050", June 2010, FVEE, www.fvee.de, Update of 10.04.2012

© Fraunhofer ISE

Fraunhofer
ISE

Fig. 1.5 – Coste de las instalaciones fotovoltaicas en comparación con el coste de la electricidad en Alemania.

¹ La palabra *Fotovoltaico* significa "Luz de electricidad": *Foto* proviene de la palabra griega "Phos", que significa "Luz", y *Volt* viene del científico italiano Alessandro Volta, pionero en el estudio de la electricidad.

Como se puede observar, en Alemania las instalaciones fotovoltaicas son ya rentables por si solas, y se prevé que cada vez lo sean más ya que su precio seguirá descendiendo en la próxima década mientras que el de la energía eléctrica subirá. Se trata de datos y previsiones para Alemania, pero la situación en el resto del mundo, y especialmente en países europeos, es la misma. Como resultado, la cantidad de instalaciones fotovoltaicas instaladas en todo el mundo está creciendo exponencialmente [6]. La siguiente figura nos muestra la evolución de la potencia fotovoltaica instalada en los últimos años. Se puede apreciar cómo la mayor parte de la potencia instalada a nivel mundial se encuentra en Europa, y que los lugares en los que más ha crecido en número de instalaciones de este tipo son América y China.

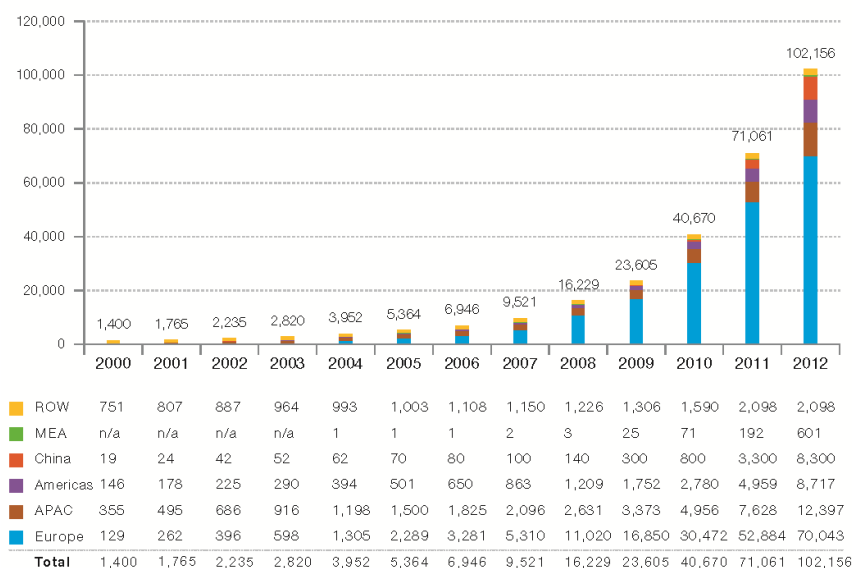


Fig. 1.6 – Evolución de la potencia fotovoltaica instalada en el mundo (MW).² [6].

Una parte importante de la continua bajada del precio de la energía fotovoltaica se debe a la fuerte reducción de precio que se está dando en los paneles fotovoltaicos. Los paneles fotovoltaicos están compuestos por células fotovoltaicas, asociadas en serie-paralelo. Las células fotovoltaicas se comportan como una fuente de corriente variable con su tensión, siguiendo una curva conocida como “curva característica I-V” de la célula. Cada uno de los puntos de dicha curva representa un punto de funcionamiento de la célula, y vendrá determinado por la carga externa, los parámetros de la célula y las condiciones de

² ROW: Resto del mundo (Rest of the World). MEA: Oriente medio y África (Middle East and Africa). APAC: Pacífico asiático (Asia Pacific).

irradiancia y temperatura de la misma. La figura Fig. 1.7 muestra una curva I-V de una célula, siendo los principales parámetros que definen su comportamiento los siguientes:

- Tensión de circuito abierto (V_{oc}). Tensión que alcanza la célula cuando la corriente que circula a través de la misma es cero. Esta tensión varía especialmente con la temperatura de la célula.
- Corriente de cortocircuito (I_{sc}). Es la corriente que circula a través de la célula cuando la tensión de la misma es cero. Este valor depende especialmente de la irradiancia que incide sobre la célula.
- Potencia máxima (P_{mpp}). Es el valor máximo de potencia que se puede obtener de una célula para unas determinadas condiciones de temperatura e irradiancia. Este punto de funcionamiento se conoce como MPP, y los valores de tensión y corriente de este punto se conocen como tensión y corriente de máxima potencia, v_{mpp} y i_{mpp} respectivamente. Los inversores fotovoltaicos a los que se conectan estos paneles fotovoltaicos integran un algoritmo llamado MPPT, maximum power point tracking, cuya finalidad es la de determinar en cada instante cual es la tensión v_{mpp} . De esta manera, el inversor hace trabajar al campo solar en esta tensión, y se obtiene la máxima potencia disponible.

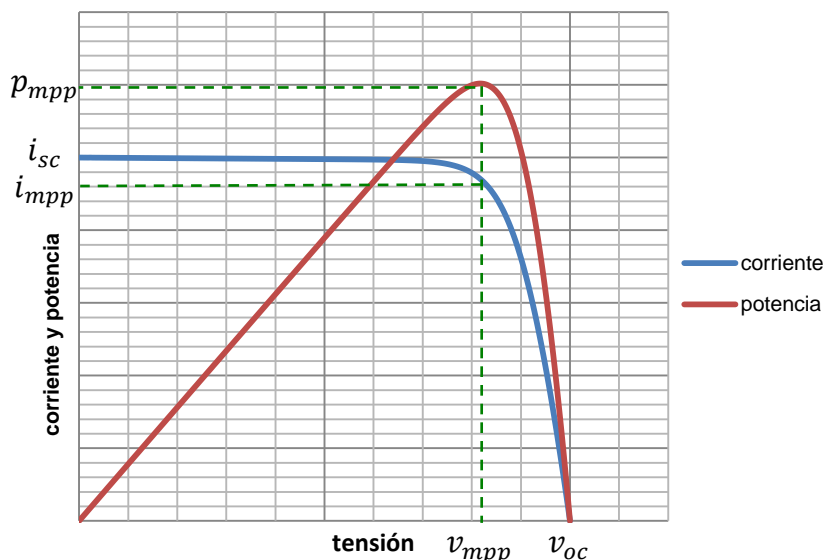


Fig. 1.7 – Curva I-V característica de la célula fotovoltaica.

Aplicando el teorema de superposición al asociar en serie-paralelo varias células para formar un panel solar, y asumiendo que todas las células son iguales, el comportamiento de dicho panel también seguirá una curva característica I-V. De la misma forma, al crear un campo solar mediante asociaciones serie-paralelo de diferentes paneles, dicho campo solar también seguirá una curva I-V característica. Existen diferentes tipos de tecnologías de células fotovoltaicas:

- **Silicio monocristalino:** Las células de silicio monocristalino se consiguen al cortar en finas rebanadas un bloque de cristal de silicio muy puro con una pequeña porción de boro. Aunque tienen un coste elevado, alcanzan un buen rendimiento, entre el 18% y 20%. Son ideales para aquellas instalaciones con espacio limitado ya que tienen una buena relación Wp/m². Las células se presentan en un color azul uniforme.



Fig. 1.8 – Célula de silicio monocristalino.

- **Silicio policristalino:** Las células de silicio policristalino están compuestas por infinidad de cristales de los cuales no todos son de silicio. Esta inferior pureza del material con respecto al silicio monocristalino, hace que la célula presente una menor eficiencia, entre 16% y 18%. Sin embargo, también es más barata con lo que es una de las tecnologías más habituales en instalaciones fotovoltaicas. Se distinguen por los múltiples cristales de color azul de los que está compuesta cada célula.



Fig. 1.9 – Panel solar compuesto por células de silicio policristalino.

- **Capa fina (Thin film):** Las células de capa fina están compuestas por capas extremadamente delgadas de materiales fotosensibles. Los materiales más utilizados son el silicio amorfo (a-Si), cobre, indio, galio y selenio (CIGS), el telurio de cadmio (CdTe) y otras células solares orgánicas. Las células de capa fina se pueden fabricar sobre sustratos flexibles y se suelen distinguir por sus colores sólidos, generalmente oscuros. Se trata de la tecnología más barata, ya que se requiere de menos mano de obra y se desecha menos material durante el proceso de fabricación. Por ello, y pese a tener una eficiencia inferior al resto, de entre el 14% y 16%, experimentaron un importante crecimiento de ventas en el año 2008 [18]. Sin embargo, la espectacular bajada de precios de las células mono y policristalinas en los últimos años han favorecido su expansión, en detrimento de las de capa fina.

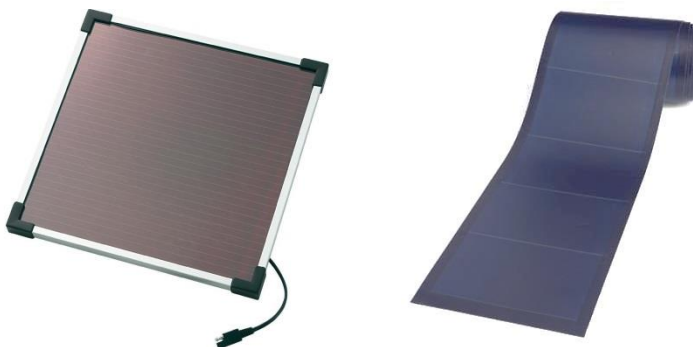


Fig. 1.10 – Paneles solares con células capa fina.

- **Multi-unión:** Se trata de un tipo especial de células de capa fina que combina varias capas delgadas cada una compuesta por un material diferente, como GaAs, GaInp y Ge. Cada uno de los materiales se caracteriza por absorber la radiación electromagnética de una determinada región del espectro. Al utilizar diferentes materiales semiconductores con propiedades de absorción diferentes, se consigue un mejor aprovechamiento de la energía solar y por lo tanto la eficiencia aumenta. De esta forma, se han conseguido rendimientos de hasta 32.6% en células de doble unión [19] y del 41.1% en células triple unión [20]. La complejidad y el coste de estas células es muy elevado, con lo que solamente se utilizan en aplicaciones que requieran un alto rendimiento como satélites, vehículos de exploración espacial, etc.

Las cuatro tecnologías mencionadas son, con diferencia, las más establecidas actualmente, si bien existen otro tipo de tecnologías como las células de concentración o las células orgánicas que a pesar de estar actualmente en fase de estudio y expansión,

puede que en el futuro tengan un peso importante en la producción mundial de células fotovoltaicas. A día de hoy, y tal y como se puede apreciar en la figura Fig. 1.11, la tecnología basada en cristales de silicio (silicio monocristalino y policristalino) es la clara dominante con un 81% de la capacidad productiva mundial. Les siguen las células de capa fina con un 14%, y las multiunión con un 4%.

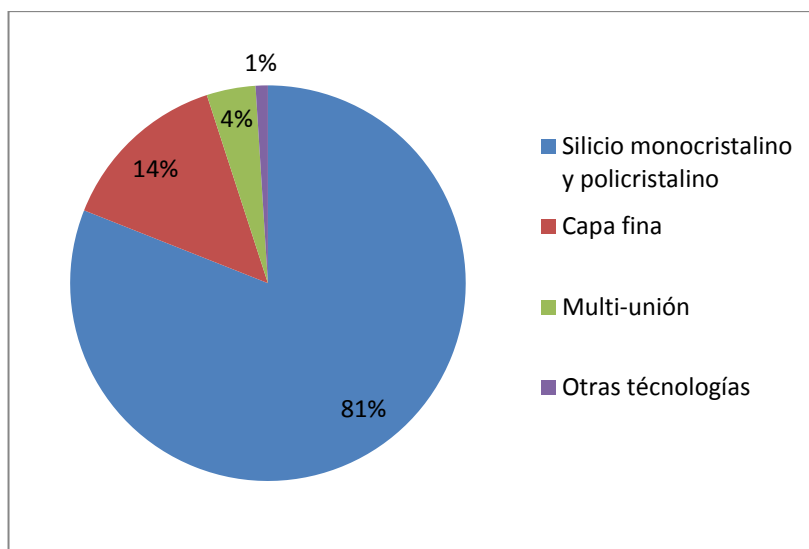


Fig. 1.11 – Capacidad productiva mundial de cada una de las tecnologías de célula fotovoltaica en el año 2012 [6].

En líneas generales, es posible diferenciar dos tipos de instalaciones fotovoltaicas. Por un lado están las instalaciones aisladas, las cuales generan una red eléctrica partiendo de la energía obtenida de los paneles solares. Esta energía suele almacenarse en baterías, de forma que cuando la energía generada supera a la demanda, el excedente se almacena en las mismas. De igual forma, cuando la demanda supera a la generación, las baterías aportan la diferencia. Una de las principales aplicaciones de los sistemas aislados es la electrificación de viviendas remotas o apartadas de la red eléctrica [7]. Esta situación es frecuente en países en vías de desarrollo, donde buena parte de las líneas de distribución de electricidad están todavía por extender [8], [9], [10] y [11]. Otra aplicación importante es el bombeo fotovoltaico, tema sobre el cual existe una amplia bibliografía [12], [13], [14], [15] y [16]. Existen otras aplicaciones aisladas de menor importancia, como pueden ser las aplicaciones espaciales y la utilización de las células fotovoltaicas para productos eléctricos-electrónicos.



Fig. 1.12 – Ejemplos de sistemas fotovoltaicos aislados. Bombeo fotovoltaico en la izquierda, y electrificación de vivienda aislada en la derecha.

El segundo tipo de instalaciones fotovoltaicas, que supone más del 90% de la potencia instalada a nivel mundial [17], es el correspondiente a los sistemas de conexión a red. Se trata de sistemas fotovoltaicos compuestos por unos paneles solares y un inversor de conexión a red cuya función es la de transformar toda la energía disponible en el campo solar, y adaptarla para inyectarla a la red eléctrica. En los últimos años se han podido distinguir dos versiones de instalaciones de conexión a red. Por un lado, las instalaciones domésticas o industriales con potencias desde 1kW a 40kW. Se trata principalmente de instalaciones en las que los paneles solares se colocan en los tejados de las viviendas o fábricas, aprovechando de esta manera un espacio inútil. Es por ello que muchas veces la potencia de este tipo de instalaciones está limitada por el área disponible en el tejado en el que se colocan los paneles solares. Habitualmente, la energía producida por estas plantas es inyectada a la red, y pagada a un precio superior al de la energía consumida. Últimamente esto está cambiando, y el objetivo de estas instalaciones es el de producir la energía que la vivienda o fábrica consume, de forma que el ahorro viene en forma de reducción de la factura eléctrica. Esta modalidad se conoce como instalaciones de autoconsumo, y hoy por hoy varían de un país a otro en función de la legislación correspondiente.

La segunda opción de instalaciones de conexión a red son las grandes plantas fotovoltaicas de generación eléctrica. Suelen tener una potencia de entre 1MW hasta 247MW³, y suelen construirse en lugares con mucha irradiación solar y cuyos terrenos no tengan mucho valor urbanístico o para la agricultura. El coste de este tipo de instalaciones es inferior al de las instalaciones domésticas o industriales, tal y como se ha

³ A día de hoy, la mayor instalación del mundo es la de *Agua Caliente Solar Project*, con una potencia total de 247 MW. Esta instalación se encuentra en Yuma County, Arizona, Estados Unidos.

podido comprobar en la figura Fig. 1.5. Este abaratamiento se debe a que ciertos gastos como puede ser el mantenimiento de la instalación o trámites burocráticos se dividen entre una potencia mucho mayor. Además, elementos como el cableado, las protecciones, el inversor y otros tienen un precio proporcionalmente inferior al aumentar la potencia de los mismos. La función de estas instalaciones es la de vender toda la energía generada por los paneles solares, inyectándola a una red eléctrica de media o alta tensión. Las primeras instalaciones de este tipo solían estar compuestas por seguidores solares que permitían que las células fotovoltaicas estuviesen siempre orientadas hacia el sol, aumentando de esta manera la producción de la planta, en torno a un 30%. Sin embargo, con el paso del tiempo el precio de los paneles solares ha ido bajando y este tipo de sistemas de seguimiento han dejado de ser rentables debido a su complejidad y necesidad de mantenimiento, cayendo en desuso. Hoy por hoy es más rentable compensar la reducción en la productividad debido a la no utilización de sistemas de seguimiento, aumentando el número de paneles solares instalados.



Fig. 1.13 – Ejemplos de grandes plantas de conexión a red. A la izquierda una planta con seguidores solares. A la derecha una planta sin seguimiento.

Esta tesis se centra en las instalaciones fotovoltaicas de conexión a red, concretamente en las grandes plantas de generación eléctrica.

1.2 Objetivos de la tesis.

La red eléctrica es de naturaleza alterna, con lo que si se quiere inyectar energía en la red se debe de hacer mediante corriente alterna. Sin embargo, la corriente proporcionada por un generador fotovoltaico es de naturaleza continua. Es por ello que se hace necesaria la utilización de una etapa de conversión electrónica DC/AC, denominada inversor. En las instalaciones fotovoltaicas de conexión a red se utilizan tanto inversores trifásicos, que inyectan la potencia generada a una red trifásica, como inversores monofásicos que la inyectan a una fase. Normalmente, en instalaciones de potencias

inferiores a 4.6-6kW⁴, se utilizan inversores monofásicos. En instalaciones de más potencia, tanto domésticas como grandes plantas, se utilizan inversores trifásicos.

Esta tesis se va a centrar en los inversores fotovoltaicos de conexión a red utilizados en grandes plantas de generación eléctrica. Tal y como se ha apuntado anteriormente, estas instalaciones tienen una potencia de entre 1MW y los 247MW de la instalación más grande del mundo a día de hoy. Se suelen ubicar en lugares con una alta irradiación, aprovechando terrenos de escaso valor urbanístico o para la agricultura. El factor económico es, por lo tanto, el principal parámetro a tener en cuenta en el diseño de este tipo de instalaciones ya que se busca la mayor rentabilidad. Así, los costes de todos los elementos que componen la instalación, incluido el inversor, tienen que ser lo menor posibles. El coste del inversor en relación a la potencia del mismo, ratio €/Vat, suele ser mejor en los inversores de mayor potencia y es por ello que, en este tipo de instalaciones en las que se busca una etapa de conversión lo más económica posible, se utilizan los mayores inversores del mercado con potencias de entre 500kW y 1MW, en lugar de una cantidad mayor de inversores de menor potencia. Es precisamente el diseño de estos inversores de gran potencia el objetivo principal de esta tesis.

Cabe destacar que el hecho de que se busque la instalación más económica posible no siempre va ligado a que el inversor tenga que ser lo más barato posible. Lo importante es conseguir la mayor rentabilidad de la totalidad de la instalación, y eso requiere en ocasiones encarecer ligeramente el inversor si con ello se mejoran ciertas prestaciones del mismo que finalmente desembocan en el abaratamiento de otro elemento de la instalación, o en el aumento de la productividad de la misma.

El factor más importante que hace que las características de un inversor difieran de las de otros, es la arquitectura utilizada en cada uno de ellos. En estos inversores fotovoltaicos de alta potencia existen tres topologías principales. La primera de ellas es el Inversor Centralizado (IC). Se trata de una etapa de conversión única por la cual circula la totalidad de la potencia inyectada a la red. Por un lado entra la potencia proveniente del campo solar, que es de carácter continuo. El inversor convierte la potencia en forma alterna para poder inyectarla a la red eléctrica que es también de carácter alterno. La red eléctrica a la que se conectan este tipo de inversores de gran potencia es de tipo IT, con el neutro aislado de tierra.

⁴ La normativa que regula la potencia máxima de un inversor monofásico de conexión a red varía en función del país, pero normalmente oscila entre 4.6kW y 6kW.

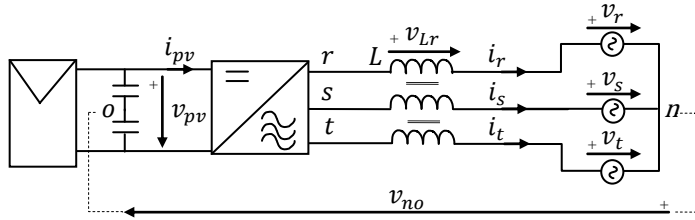


Fig. 1.14 – Inversor Centralizado (IC).

Se trata de una arquitectura muy utilizada en otras aplicaciones [26], [27], [28], [29], [30]. En este caso, la potencia del inversor es igual a la potencia del campo solar. Se trata de la opción más interesante económicamente, ya que minimiza la cantidad de elementos utilizados. Por el contrario, la elevada potencia que tiene que manejar hace que su reparación en caso de avería sea más compleja, necesitando normalmente personal muy cualificado. Además, tiene un solo MPPT así que la eficiencia del campo solar disminuye debido a las pérdidas de mismatching y de averiarse, se deja de inyectar a la red la totalidad de la potencia solar disponible [33].

A pesar de que esta topología está muy presente en la bibliografía, se marcó su análisis como objetivo inicial ya que servirá como punto de partida de las aportaciones realizadas en otras arquitecturas de conversión. Adicionalmente, se realizará un estudio de las corrientes por tierra que genera este inversor. Estas corrientes, también conocidas como corrientes en modo común, circulan a través de la capacidad del transformador a tierra y de la capacidad entre tierra y el campo solar. Esta última capacidad tiene un valor muy elevado ya que aumenta proporcionalmente al aumento del área del campo fotovoltaico y por lo tanto a la potencia del mismo. Es por ello que estas corrientes pueden alcanzar valores muy altos. Una vez obtenido el modelo en modo común del Inversor Centralizado, se realizará un ejemplo de dimensionamiento de un filtro EMI que permite disminuir estas corrientes.

Una segunda arquitectura de conversión es la del Inversor Multi-String. A diferencia del Inversor Centralizado, el Inversor Multi-String está compuesto por N inversores en paralelo a través de los cuales se realiza la conversión de potencia DC/AC. Por ello, el campo solar también se divide en N partes, o subcampos, cada una de las cuales se conecta a uno de los inversores. Tal y como ocurre con el Inversor Centralizado, la potencia se inyecta a una red del tipo IT.

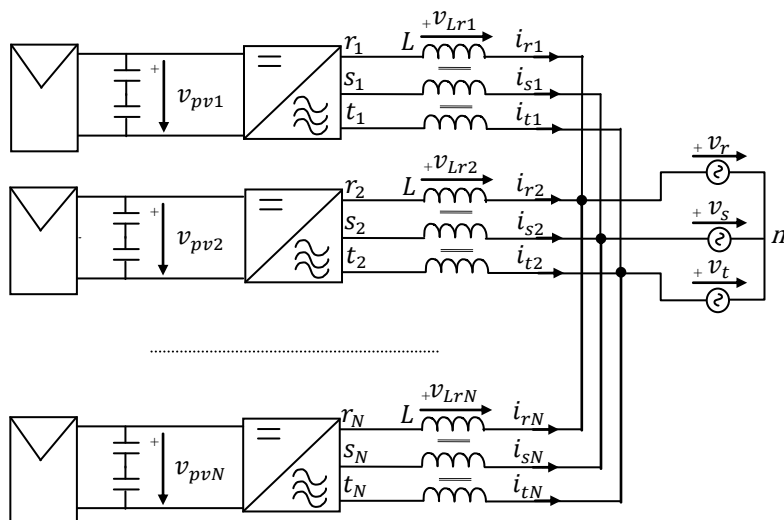


Fig. 1.15 – Inversor Multi-String.

Se trata de una opción más cara que la primera por aumentar el número de inversores, pero al tratarse de una tecnología más simple son más fáciles de reparar. En este caso se tienen tantos MPPT-s como inversores, con lo que la eficiencia del campo fotovoltaico aumenta. De averiarse uno de los inversores únicamente se pierde la potencia del campo solar asociado a dicho inversor.

Las corrientes por tierra en el Inversor Multi-String pueden llegar a ser mucho mayores que las del Inversor Centralizado, ya que además de circular a través de la capacidad a tierra del transformador, también pueden circular entre los diferentes inversores que componen el Inversor Multi-String. Por ello, se marcó como segundo objetivo el análisis del comportamiento en modo común de los inversores que componen esta arquitectura, así como el diseño de los filtros EMI que permitan reducir las corrientes por tierra.

La tercera topología es la del Inversor Maestro-Esclavo. Se trata de una combinación de las dos estructuras de conversión anteriores. Por un lado, internamente está compuesta por N inversores en paralelo, igual que ocurre con el Inversor Multi-String, con lo que la potencia inyectada se reparte entre los N inversores. Sin embargo, el campo solar no está dividido y todo él se conecta a la etapa de conversión igual que ocurre con el Inversor Centralizado. Este tipo de conexionado permite ajustar la potencia inyectada por cada uno de los N inversores siguiendo diferentes estrategias, con el fin de disminuir el tiempo de funcionamiento de cada inversor o aumentar la eficiencia de la etapa de conversión. En este caso también, tal y como ocurre con las tres arquitecturas, la red

eléctrica a la que se inyecta la potencia generada por el campo solar es del tipo IT, neutro aislado de tierra.

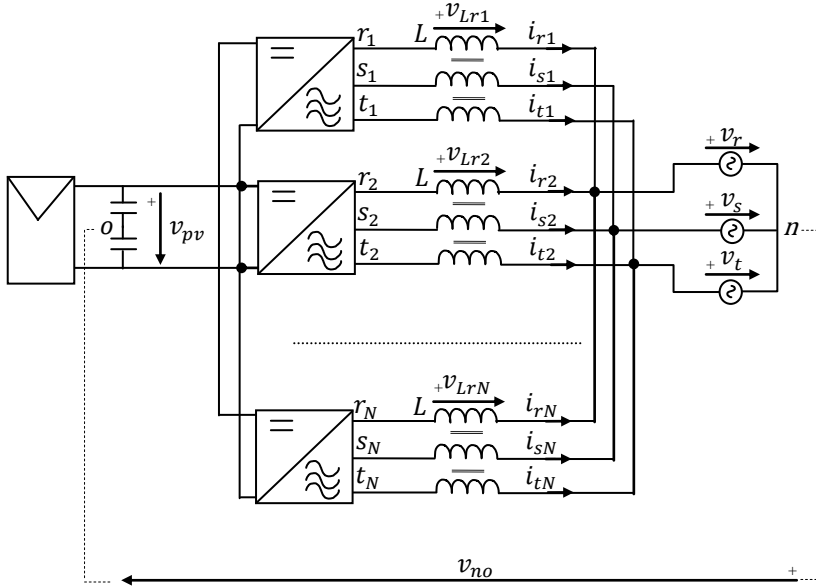


Fig. 1.16 – Inversor Maestro-Esclavo (MS).

Al tener un único MPPT, como ocurre en el Inversor Centralizado, la eficiencia del campo solar es inferior debido a las pérdidas de mismatching. Teniendo en cuenta las características de los paneles actuales, este problema es únicamente relevante en instalaciones en las cuales la orientación de los paneles solares varíe mucho debido a la orografía. La gran ventaja que ofrece esta arquitectura de conversión es que la eficiencia del Inversor Maestro-Esclavo es superior a la de las otras dos opciones debido a la estrategia de funcionamiento: El número de inversores activos varía en función de la potencia solar disponible, con el objetivo de que estos trabajen lo más cerca posible de su rendimiento máximo que se encuentra en torno al 35% de su potencia nominal. Además, de averiarse uno de los inversores, la potencia solar disponible se reparte entre los inversores no averiados, por lo que no se pierde energía hasta que estos alcancen su potencia nominal. Únicamente a partir de este punto se limita la potencia extraída del campo solar haciendo trabajar al campo solar fuera de su MPP. De esta forma, solo se perderá energía por la avería de uno de los inversores en aquellos instantes en los que la potencia fotovoltaica supere la potencia total de los inversores no averiados. Esto permite minimizar las pérdidas de producción con respecto al Inversor Centralizado y al Inversor Multi-String. Por último, e igual que ocurre con el Inversor Multi-String, al tratarse de

inversores con una tecnología más simple son más fáciles de reparar, no requiriéndose en caso de avería de personal muy cualificado.

Un aspecto a tener en cuenta en este tipo de inversores es que, al compartir lados de AC y DC, puede existir circulación de corrientes no deseadas entre los diferentes inversores. Una posible solución radica en la utilización de un transformador en el lado de AC con tantos secundarios como inversores compongan el Inversor Maestro-Esclavo. Sin embargo, esto supone un encarecimiento de la instalación ya que un transformador de este tipo es hasta un 40% más caro que el tradicional de secundario único. Algunos autores han propuesto estrategias de control que reducen sensiblemente la circulación de corrientes entre inversores conectados en paralelo en los lados de AC y DC [35], [36], [37], [38], [39], [40]. El uso de estas estrategias en los Inversores Maestro-Esclavo permite la utilización de un transformador de secundario único. Sin embargo, el correcto funcionamiento de estas estrategias requiere el uso de bobinas monofásicas, que resultan en torno a un 25% más caras que las equivalentes trifásicas. Esto se debe a que el acoplamiento que introducen las bobinas trifásicas entre fases de un mismo inversor, dificulta el control de las corrientes de los inversores conectados en paralelo en DC y AC, ya que la inductancia que presentan ante corrientes en modo común es muy baja. De esta forma, esta corriente en modo común entre inversores puede circular sin apenas oposición. Por ello, se marcó como objetivo principal de esta tesis el diseño de estrategias de control que permitan la utilización de transformadores de un único secundario a la vez que inductancias trifásicas, con el consiguiente ahorro económico en los Inversores Maestro-Esclavo.

Adicionalmente, también se desarrollará un modelo en modo común de este inversor, culminándolo con el diseño del filtro EMI.

A pesar de que el Inversor Maestro-Esclavo es el que resulta más interesante para la mayoría de los casos, en otras ocasiones tanto el Inversor Centralizado como el Multi-String pueden ser de interés debido a las características especiales de la instalación. Cada una de las topologías presentan además diferentes retos tecnológicos que hacen que el funcionamiento interno de cada uno de estos inversores sea muy diferente. Las principales diferencias entre las tres arquitecturas están en el control de tensión del campo solar, en el control de la corriente que circula a través del inversor y en la caracterización y disminución de las corrientes que circulan por tierra, corrientes en modo común.

El control de tensión del campo solar lo integran todos los inversores fotovoltaicos de conexión a red, y su función es la de asegurar que el campo solar tiene la tensión que un control superior, el MPPT, ha determinado. El MPPT, maximum power point tracking, es un algoritmo que determina cual es la tensión correspondiente al MPP, figura Fig. 1.7. El

control de tensión a su vez, modifica la corriente de referencia del inversor para conseguir mantener la tensión del campo solar en el valor deseado, tensión de MPP. Esta referencia de corriente llega al control de corriente del inversor, cuya finalidad es modificar los tiempos de actuación de los interruptores de la electrónica de potencia para mantener la corriente del inversor a un valor igual al de la referencia. Resumiendo, el MPPT determina cuál es la tensión de trabajo del campo solar, el control de tensión determina cuál es la corriente que el inversor debe suministrar para mantener la tensión del campo solar al valor indicado por el MPPT, y el control de corriente modifica los tiempos de actuación de la electrónica de potencia para conseguir que la corriente sea igual a la determinada por el lazo de control de tensión. Este sistema es conocido como control en cascada, y es muy habitual en inversores fotovoltaicos de conexión a red [47], [48], [49], [50]. A lo largo de esta tesis se identifican los problemas asociados al control de cada una de las tres arquitecturas de conversión, y se proponen nuevas estrategias de control que permiten superarlos. También se analizan las diferencias en lo que se refiere a las corrientes en modo común en cada una de las arquitecturas, y se proponen soluciones de filtrado para minimizar las corrientes por tierra. Estas corrientes son muy perjudiciales en lo que se refiere a la compatibilidad electromagnética entre los diferentes dispositivos electrónicos que puede haber en una instalación fotovoltaica.

La redacción del trabajo realizado a lo largo de esta tesis, se ha estructurado de la siguiente manera:

En el Capítulo 2 describen y comparan las tres arquitecturas de conversión utilizadas en las instalaciones fotovoltaicas de conexión a red de alta potencia: Inversor Centralizado, Inversor Multi-String e Inversor Maestro-Esclavo. Para llevar a cabo la comparación se proponen cuatro criterios de calidad: Precio, eficiencia de la etapa de conversión, eficiencia del MPPT y disponibilidad.

El Capítulo 3 está dedicado al estudio del Inversor Centralizado. Tras una introducción a este tipo de etapa de conversión, se presenta el control en cascada y analizan los lazos de control de tensión del campo solar, el de corriente de salida del inversor y las modulaciones normalmente utilizadas. También se desarrolla un modelo para analizar el comportamiento en modo común de este inversor, y se propone una metodología para diseñar el filtro EMI.

En el Capítulo 4 se estudia el Inversor Multi-String siguiendo el mismo esquema de análisis utilizado con el Inversor Centralizado, es decir, primero se realiza una introducción general y luego se tratan los lazos de control de corriente y tensión. Se muestra cómo estos controles apenas varían con respecto al Inversor Centralizado. No ocurre lo mismo con el modelo en modo común, ya que varía de manera importante y es por ello que se presta especial atención a este punto.

El Capítulo 5 se dedica al análisis del Inversor Maestro-Esclavo, y se puede decir que se trata del núcleo central de esta tesis ya que el control de corriente varía de forma muy importante con respecto a las otras dos arquitecturas de conversión analizadas. Para poder utilizar esta arquitectura de conversión con transformadores tradicionales de secundario único y bobinas trifásicas, en esta tesis se propone una nueva estrategia de control basada en la utilización de un filtro digital llamado ZSF, Zero Sequence Filter. Posteriormente también se analiza el lazo de control de tensión, el cual también varía sustancialmente, y se propone una nueva estrategia de control que permite amortiguar las oscilaciones en la tensión del campo solar provocadas por cambios de irradiancia. Finalmente se analiza el circuito en modo común que, como no podía ser de otra manera, también varía de forma importante con respecto a las otras dos arquitecturas analizadas.

Para finalizar, en el Capítulo 6 se presentan las conclusiones del trabajo realizado, se enumeran las aportaciones a las que ha dado lugar esta tesis y se proponen las líneas futuras.

Comparativa de las arquitecturas de conversión utilizadas en sistemas PV de gran potencia

2.1 Introducción

En este punto se van a comparar las arquitecturas más comúnmente utilizadas en los inversores fotovoltaicos de conexión a red de alta potencia. Como inversores de alta potencia se entiende a aquellas estructuras de conversión cuya potencia máxima supere los 500kW. Estos inversores se conectan en el lado de AC a redes IT de baja tensión, si bien, debido a la magnitud de potencia de los mismos, inyectan la energía a una red de media tensión. Es por ello que se hace necesaria la utilización de un transformador de baja a media tensión. Habitualmente, se utiliza un transformador con conexión en estrella de neutro aislado en baja tensión y triángulo en el lado de media tensión, creando de esta manera una red de baja tensión tipo IT.

Con el fin de simplificar los esquemas de las diferentes arquitecturas que se van a analizar a partir de ahora, se va a simplificar el transformador y la red eléctrica (v'_r , v'_s y v'_t), mediante una fuente de tensión trifásica en estrella (v_r , v_s y v_t), tal y como se puede apreciar en la figura Fig. 2.1. No se han tenido en cuenta ni la inductancia de fugas del transformador ni la inductancia parásita de la red eléctrica. Esta simplificación es válida ya que el valor de estas inductancias es despreciable en comparación a la inductancia del filtro de los inversores que se analizarán en esta tesis.

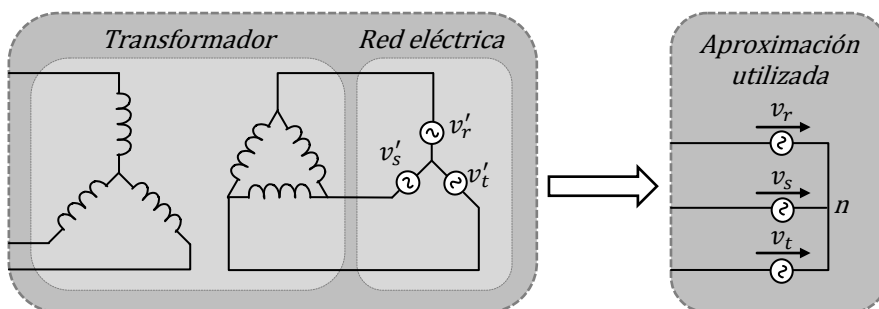


Fig. 2.1 – Transformador estrella-triángulo para pasar de baja a media tensión así como la red eléctrica en media tensión. Por otro lado, aproximación de ambas dos mediante una fuente de tensión trifásica en estrella.

Las arquitecturas de conversión más utilizadas en estos sistemas PV de gran potencia, y por tanto las analizadas en esta tesis, son tres:

- Inversor Centralizado (IC) compuesto por un único inversor de una potencia igual a la potencia del campo solar.
- Inversor Multi-String (MST) compuesto por N inversores en paralelo con el lado de AC común.
- Inversor Maestro-Esclavo (MS). Está compuesto también por N inversores en paralelo, pero a diferencia del MST en el caso del MS los N inversores comparten lados de AC y DC.

2.2 Criterios de calidad

Para poder comparar las tres arquitecturas, se van a definir los siguientes criterios de calidad: Precio del inversor, eficiencia de la etapa de conversión, eficiencia del seguidor del MPP, y la disponibilidad.

2.2.1 Precio

Con el paso de los años, el peso que el coste del inversor tiene dentro del coste total de la instalación ha ido subiendo paulatinamente, debido especialmente a la bajada de precios que han sufrido los módulos fotovoltaicos. En la siguiente gráfica puede verse una estimación de la evolución del coste de una instalación fotovoltaica, junto al desglose de dicho coste. Se remarca, además, el porcentaje del coste del inversor frente al del resto

de la instalación [58]. En esta figura se puede apreciar cómo en los próximos años el coste del inversor llegará a representar hasta un 13% del total del coste de la instalación.

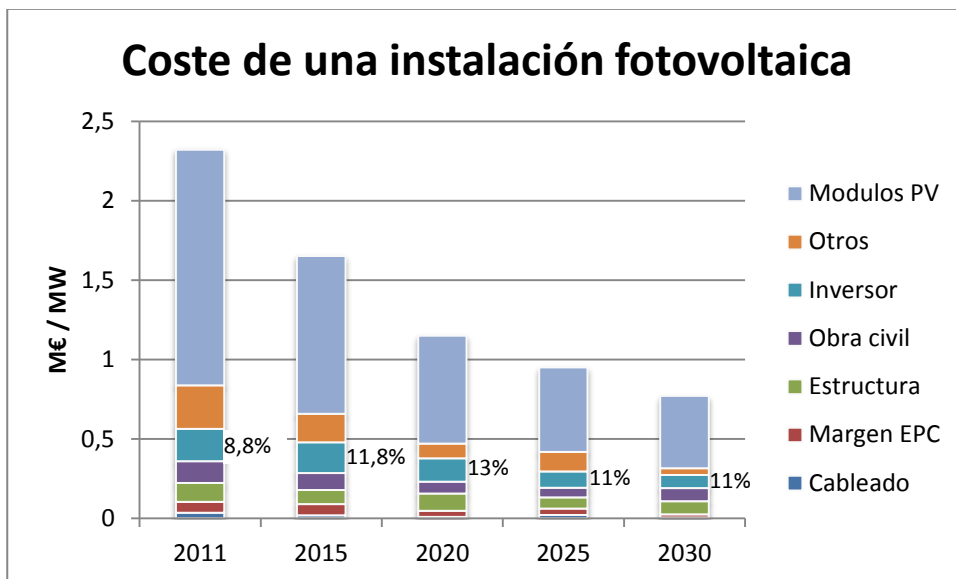


Fig. 2.2 – Potencial evolución de los costes de una instalación fotovoltaica.

Por otro lado, en la figura Fig. 2.2 también se puede apreciar que se prevé una paulatina bajada del coste total de la instalación, que llegaría a bajar por debajo de la barrera del euro por vatio antes del 2025. Esta bajada se debe principalmente a la rebaja del coste de los módulos fotovoltaicos, si bien el resto de elementos, como es el inversor, también deberán conseguir una reducción significativa. Es por ello que el precio del inversor es un factor cada vez más importante.

De hecho, la reducción de costes es la especificación principal a la hora de acometer el diseño de una nueva arquitectura de conversión de este tipo. Es por ello que resulta primordial el conocer cuál es el coste de cada una de las partes que conforman un inversor fotovoltaico. En el siguiente gráfico se muestra la distribución de costes de un Inversor Centralizado del fabricante de inversores INGETEAM:

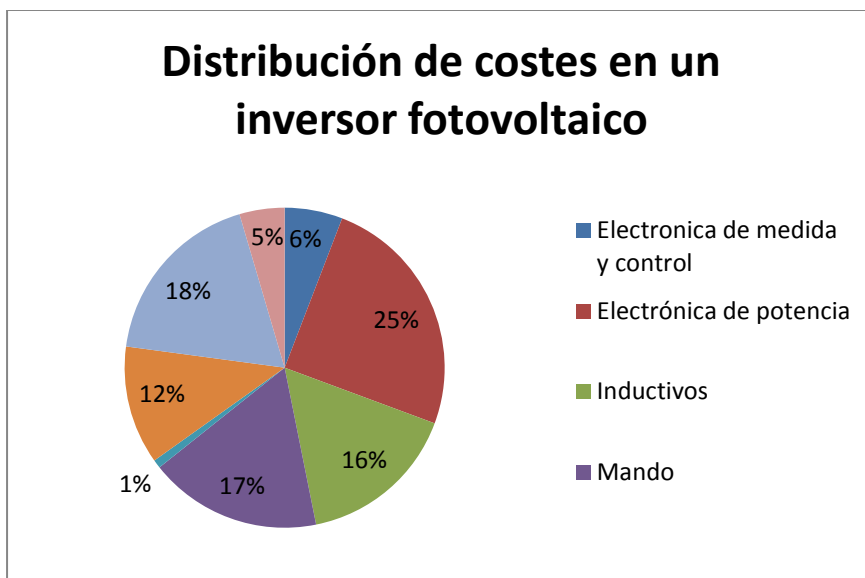


Fig. 2.3 – Distribución de costes de un Inversor Centralizado de la empresa INGTEAM.

En la imagen anterior se puede apreciar cómo los costes están bastante distribuidos entre los diferentes elementos de los que está compuesto el inversor, siendo la electrónica de potencia (semiconductores, drivers, condensador bus, etc.) el grupo de elementos más costoso representando en torno al 25% del coste total. El mando del inversor (protecciones magnetotérmicas, contactores, seccionadores, etc.) y la mecánica (armario, puertas, placas de montaje, etc.) son los siguientes grupos más caros, con un 17% y un 18% del coste total respectivamente. El grupo de inductivos está compuesto principalmente por la inductancia trifásica y tiene un coste del 16% del total. Esta inductancia es el elemento más caro de todo el inversor, con lo que es muy importante minimizar su precio. El resto del coste se reparte entre los accesorios (ventiladores, sensores de temperatura, etc.) con un 12%, la electrónica de medida y control con un 6%, el montaje y comprobación con un 5% y finalmente el cableado con un 1%.

2.2.2 Eficiencia de la etapa de conversión

El concepto de eficiencia, η , relaciona la potencia que entra al convertidor por la parte de DC con la potencia que sale del mismo por la de AC, (2. 1). La diferencia entre ambos valores son las pérdidas no deseadas en la etapa de conversión.

$$\eta(\%) = \frac{\text{Potencia de salida AC}}{\text{Potencia de entrada DC}} \cdot 100 \quad (2. 1)$$

La eficiencia es un aspecto a tener muy en cuenta, ya que tiene un reflejo en el coste de la instalación así como en la productividad de la misma.

Por una parte, cuanto más eficiente sea el inversor, menos calor producirá con lo que el coste del sistema de refrigeración del edificio o caseta en el que se instale el convertidor será menor. Por otra parte, cuanto mayor sea la eficiencia del inversor más energía eléctrica producirá con el mismo campo solar, lo que se traducirá en mayor retorno económico. Cabe recordar que este tipo de inversores solares de alta potencia están orientados a grandes instalaciones fotovoltaicas, cuya principal razón de ser es la obtención de la mayor rentabilidad posible.

La eficiencia de un inversor varía en función de parámetros como la temperatura, tensiones de DC y AC, potencia a la que esté trabajando, etc. En el caso de una instalación fotovoltaica, el principal aspecto a tener en cuenta es la potencia, ya que varía constantemente en función de la hora del día y de las condiciones climáticas. Para poder comparar un inversor con otro en las condiciones de trabajo más habituales, se utiliza la euroeficiencia η_{euro} . Se trata de una medida ponderada de eficiencia en la cual los pesos utilizados para cada potencia se han determinado a partir de las condiciones de irradiancia típicas en el centro de Europa.

$$\eta_{euro}(\%) = 0.03 \cdot \eta_{5\%} + 0.06 \cdot \eta_{10\%} + 0.13 \cdot \eta_{20\%} + 0.1 \cdot \eta_{30\%} + 0.48 \cdot \eta_{50\%} + 0.2 \cdot \eta_{100\%} \quad (2. 2)$$

En la ecuación (2. 2) se puede apreciar cómo el 80% del valor de la euroeficiencia de un inversor es determinado por la eficiencia de dicho inversor a potencias igual o inferiores al 50% de la máxima.

2.2.3 Eficiencia del seguimiento del MPP

Un panel solar se comporta como una fuente de corriente variable en función de la tensión del mismo. Esto quiere decir que para las mismas condiciones climáticas, un mismo panel podrá dar más o menos potencia, p_t , en función de su tensión de trabajo, v_t . Este comportamiento se puede apreciar en la curva I-V característica el panel fotovoltaico YL300P-35b del fabricante Yingli Solar presentada en la figura Fig. 2.4.

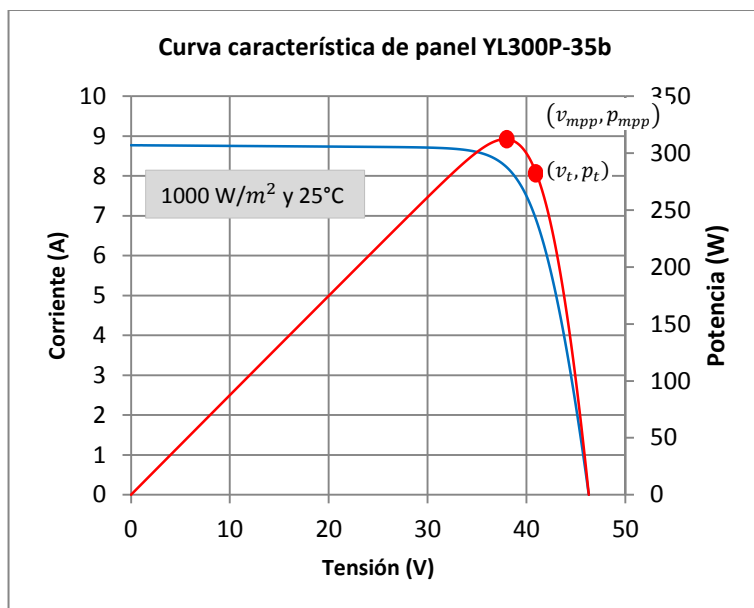


Fig. 2.4 – Curva I-V característica del panel fotovoltaico YL300P-35b de Yingli Solar.

Si se hace trabajar al panel a la tensión v_{mpp} , entonces la potencia obtenida del panel solar será la máxima, p_{mpp} . Este punto se conoce como MPP (Maximum Power Point). Normalmente lo interesante es extraer de la instalación fotovoltaica la máxima potencia posible en cada instante. Para ello, el inversor fotovoltaico deberá controlar la tensión del campo solar con un valor de tensión lo más cercano posible a v_{mpp} .

El problema es que variables climáticas como la irradiancia y la temperatura modifican el punto MPP, tal y como se puede apreciar en las figuras Fig. 2.5 y Fig. 2.6. En la primera de ellas se aprecia la variación del MPP, tanto en corriente como en tensión, al cambiar la irradiancia manteniendo la temperatura del panel fotovoltaico estable a 25°C.

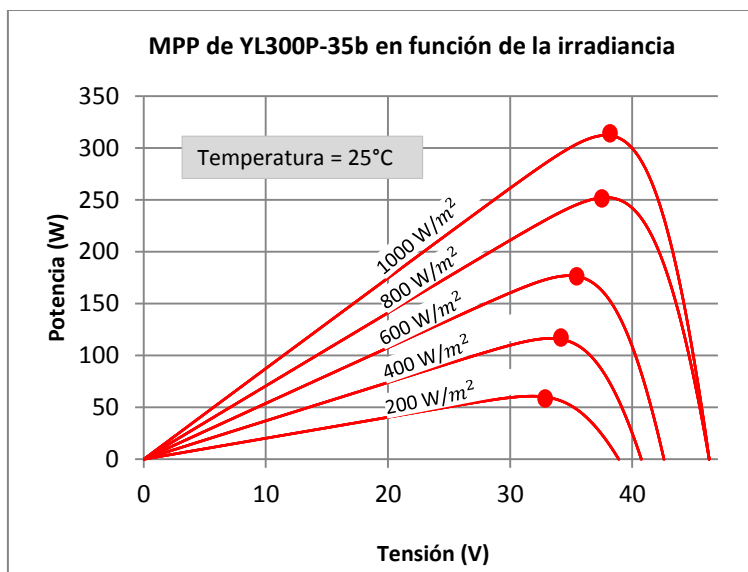


Fig. 2.5 – Variación del MPP del YL300P-35b en función de la irradiancia para 25°C.

En la siguiente imagen se muestra la variación de la curva de potencia cuando se mantiene constante la irradiancia a 1000 W/m², y lo que varía es la temperatura:

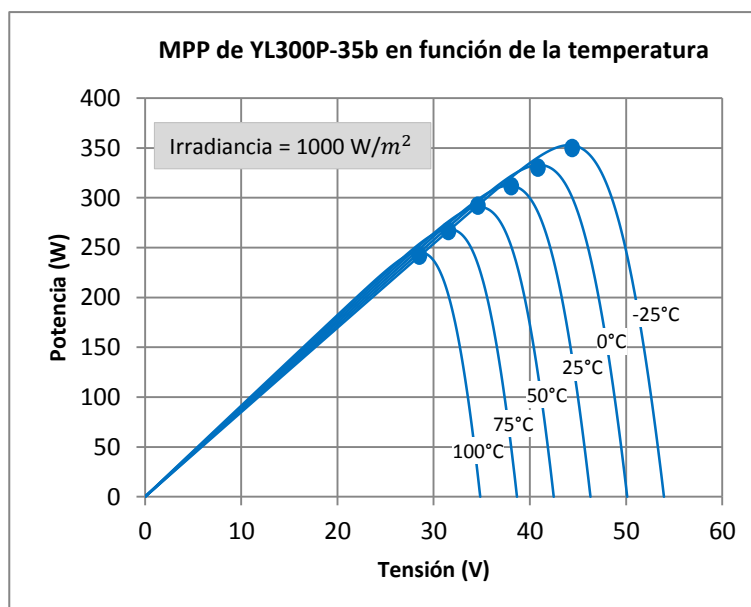


Fig. 2.6 – Variación del MPP del YL300P-35b en función de la temperatura del módulo para 1000 W/m².

Con el fin de obtener de forma dinámica la tensión v_{mpp} , los inversores fotovoltaicos integran un algoritmo llamado MPPT (Maximum Power Point Tracking). No es fácil de obtener la tensión v_{mpp} debido a que su valor varía constantemente en función de variables como de la temperatura y la irradiancia. Es por ello que siempre existirá una diferencia entre la tensión de MPP, v_{mpp} , y la tensión a la que el inversor hace trabajar realmente al campo solar, v_t , ver figura Fig. 2.4. Lógicamente, esta diferencia entre v_{mpp} y v_t se traduce en una diferencia entre la máxima potencia disponible en el campo solar, p_{mpp} , y la potencia obtenida realmente p_t . Con el fin de cuantificar la eficacia de un algoritmo de MPPT, se define el concepto de eficiencia del MPPT, η_{mppt} , como:

$$\eta_{mppt}(\%) = \frac{p_t}{p_{mpp}} \cdot 100 \quad (2.3)$$

Si bien habitualmente el rendimiento del MPPT suele ser muy alto, cercano al 99.9%, en función de la arquitectura de conversión utilizada, de la orografía de la instalación y de las condiciones climáticas este rendimiento puede caer drásticamente. Las instalaciones fotovoltaicas de alta potencia como las analizadas en esta tesis son de grandes dimensiones. Es por ello frecuente que en días con nubes y claros exista una gran diferencia en la irradiancia recibida entre zonas diferentes de un mismo campo solar. Tal y como se aprecia en la figura Fig. 2.5, la tensión v_{mpp} varía con la irradiancia, con lo que se concluye que el punto de MPP de cada panel variará según la zona del campo solar donde esté colocado. Esta variación también se puede producir por diferencias de rendimiento entre los diferentes paneles solares o sombreados de los mismos provocados por elementos de la propia instalación como casetas, farolas, arboles, etc.

Para que los inversores solares puedan funcionar, el campo solar tiene que alcanzar una tensión mínima. Si bien esta tensión mínima varía en función de la arquitectura de conversión utilizada, normalmente es lo suficientemente alta como para que sea necesario poner algunos paneles en serie. Esta serie de paneles también es conocida como string de paneles. Al estar todos los paneles de un string en serie, por todos circula la misma corriente. Para aumentar la potencia del campo solar manteniendo la tensión, se colocan diferentes strings en paralelo. Como todos los string están en paralelo, todos trabajan a la misma tensión. Para maximizar el rendimiento del campo solar, hay que intentar que todos los paneles trabajen en su MPP. Es por ello que a la hora de componer un string de paneles, se suelen escoger aquellos cuya corriente de MPP es lo más parecida posible. De la misma forma, se intenta que la tensión de MPP de todos los string sea igual. La siguiente figura corresponde a un ejemplo de un campo fotovoltaico compuesto por tres strings de cuatro paneles cada uno.

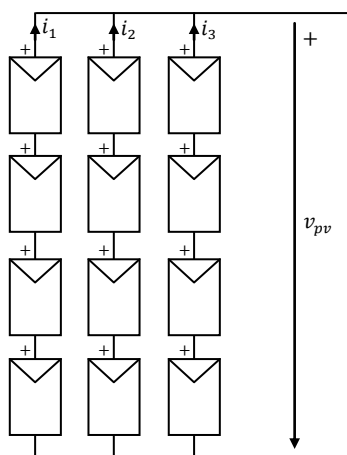


Fig. 2.7 – Campo solar compuesto por tres strings de cuatro paneles cada uno.

En el caso de utilizar una arquitectura de conversión con una única entrada en el lado de DC, todos los strings del campo solar trabajarán a la misma tensión. Al unificar la tensión de trabajo de todo el campo es imposible extraer la máxima potencia de todas las zonas y la eficiencia del MPPT, η_{mppt} , se verá reducida. Estas pérdidas son conocidas como pérdidas de mismatching [33].

Con el fin de explicar el efecto de una manera clara, se pone como ejemplo una instalación solar compuesta por paneles solares del mismo tipo, pero en la cual la irradiancia recibida no es la misma en todos ellos. En concreto, el campo solar se encuentra dividido en cuatro subcampos o zonas iguales. Todos los módulos de una misma zona reciben la misma irradiancia, concretamente la zona 1 recibe 800 W/m^2 , la zona 2 760 W/m^2 , la zona 3 400 W/m^2 y finalmente la zona 4 recibe 200 W/m^2 . Tal y como se puede apreciar en la figura Fig. 2.8, cada zona tiene una tensión v_{mpp} diferente. La potencia p_{mpp} también varía en cada caso, siendo 151 kW para la zona 1, 144 kW para la zona 2, 70 kW para la zona 3 y 36 kW para la zona 4. La suma de los cuatro valores, 401 kW , da la máxima potencia disponible en dichas condiciones climáticas. Sin embargo, si se conectan las cuatro zonas en paralelo no es posible extraer esta potencia ya que no es posible hacer trabajar a todas las zonas en su tensión de MPP, v_{mpp} , al mismo tiempo, al estar las cuatro zonas conectadas en paralelo y por lo tanto sometidas a la misma tensión.

Sumando las cuatro curvas se obtiene la curva característica de la totalidad del campo solar, en la cual podemos apreciar cómo, al conectar las cuatro zonas en paralelo, la potencia máxima que se puede extraer del total del campo es 383 kW , valor inferior a los

410kW que se podrían extraer haciendo trabajar a cada zona a su tensión v_{mpp} de forma independiente.

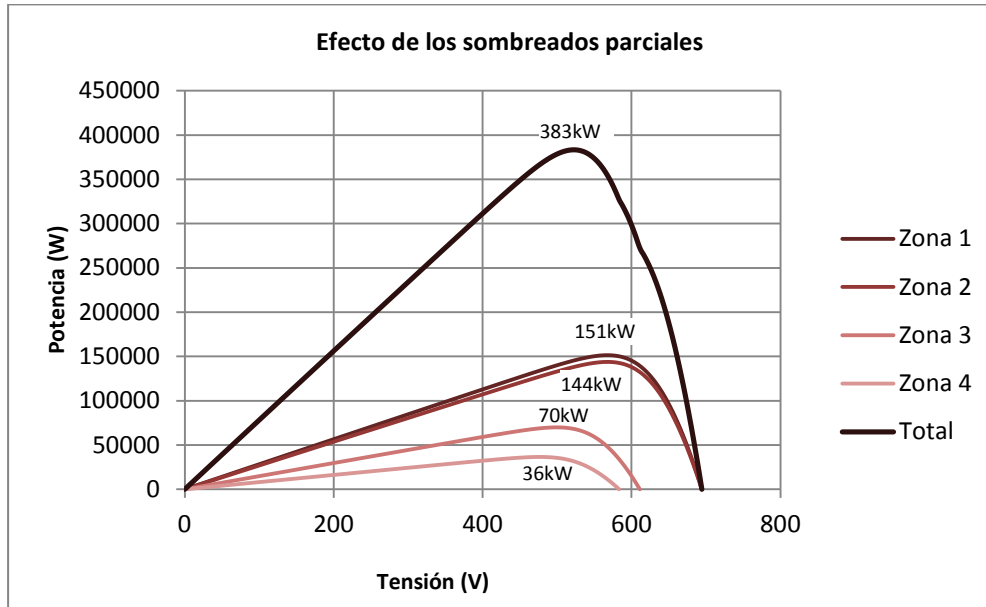


Fig. 2.8 – Reducción de η_{mppt} debido a las diferencias de irradiancia.

Debido a este efecto, la eficiencia del MPPT caería por debajo del 95.5% en este caso:

$$\eta_{mppt}(\%) = \frac{p_t}{p_{mpp}} \cdot 100 = \frac{383kW}{401kW} \cdot 100 = 95.5\% \quad (2.4)$$

En el caso de utilizar una arquitectura de conversión que en lugar de una entrada en DC tuviera cuatro independientes, cada zona del campo solar podría trabajar a su tensión v_{mpp} particular, con lo que se podría extraer una potencia igual a la suma de los cuatro p_{mpp} , obteniéndose una eficiencia del MPPT del 100%.

Así pues, las pérdidas de mismatching se minimizan aumentando el número de entradas de DC de la arquitectura de conversión, también conocidas como número de MPPTs.

2.2.4 Disponibilidad

La disponibilidad, $Disp$, es un factor que relaciona el tiempo total en el que la instalación está disponible respecto al tiempo total de insolación:

$$Disp(\%) = \frac{\text{Tiempo disponible}}{\text{Tiempo Total}} \cdot 100 \quad (2.5)$$

Típicamente, la disponibilidad de una instalación fotovoltaica de gran potencia ronda el 98%, lo que significa que en torno al 2% del tiempo la instalación está parada debido a operaciones de mantenimiento o averías.

Lógicamente, la disponibilidad de una planta se ve afectada por múltiples aspectos: Condiciones climáticas de la instalación, mantenimiento de la misma, corrientes y tensiones de trabajo, personal de mantenimiento, fiabilidad de los diferentes elementos que componen la instalación, limpieza, etc. A pesar de ello, en esta tesis se van analizar únicamente las posibles diferencias de disponibilidad debido a la arquitectura utilizada en la etapa de conversión.

2.3 Análisis comparativo de las tres arquitecturas de conversión

En este apartado se presenta un pequeño análisis comparativo, evaluando los cuatro criterios de calidad en cada una de las tres arquitecturas de conversión habitualmente utilizadas en los sistemas fotovoltaicos de alta potencia.

2.3.1 Inversor Centralizado – IC

El Inversor Centralizado, IC, es la arquitectura básica de conversión ya que está compuesta por un único inversor trifásico que es capaz de evacuar toda la potencia disponible en el campo solar. El inversor extrae la corriente del campo solar, i_{pv} , de carácter continua DC, y la transforma inyectándola en la red trifásica con carácter alterno, AC, como las corrientes i_r , i_s e i_t .

Se trata de una arquitectura muy utilizada en otras aplicaciones como accionamientos eléctricos de gran potencia, filtros activos, compensadores de energía reactiva, sistemas de alimentación ininterrumpida, etc [26], [27], [28].

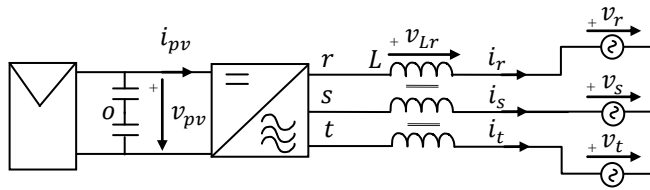


Fig. 2.9 – Inversor Centralizado (IC).

Al tener una única entrada en el lado de DC es preciso conectar todos los strings de la totalidad del campo solar en paralelo, haciéndolos trabajar a la misma tensión y disminuyendo de esta manera la eficiencia del MPPT, η_{mppt} . Por otro lado, el inversor Centralizado es la opción más interesante económicamente hablando. Esto se debe a que minimiza la cantidad de elementos utilizados, tales como bobinas, electrónica de control y potencia, condensadores, etc. Por el contrario, la elevada potencia que tiene que manejar este inversor hace que su reparación en caso de avería sea más compleja, necesitando normalmente personal muy cualificado. Esto hace que la disponibilidad de esta arquitectura sea inferior al del resto.

2.3.2 Inversor Multi-String - MST

El inversor Multi-String, MST, está compuesto por N inversores trifásicos conectados en paralelo en el lado de AC [34]. El campo solar se divide en N partes conectándose cada una de ellas a un inversor, con lo que el sistema de conversión ofrece N MPPTs diferenciados. Los N inversores son iguales al utilizado en el Inversor Centralizado, pero con una potencia N veces inferior.

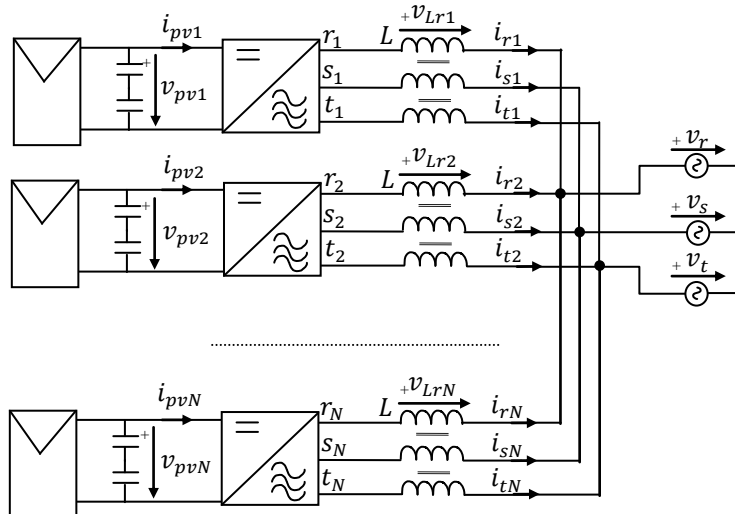


Fig. 2.10 – Inversor Multi-String (MST).

En lo que se refiere a eficiencia, el Inversor Multi-String suele tener una eficiencia máxima ligeramente inferior al Inversor Centralizado, si bien a altas potencias tienden a igualarse. Sin embargo, al estar el campo solar dividido en N partes, la eficiencia del MPPT es superior a la del Inversor Centralizado ya que cada una de las zonas del campo fotovoltaico puede trabajar a su tensión de MPP.

Por otro lado, el Inversor Multi-String es una opción más cara que la del Inversor Centralizado, ya que a pesar de estar compuesto por elementos de menos potencia, y por lo tanto más baratos, se multiplica el número de dichos elementos por N . Por otro lado, al tratarse de una tecnología más simple, son más fáciles de reparar con lo que en caso de avería el tiempo de reparación y las pérdidas de producción serán inferiores. Además, si uno de los inversores se avería el resto puede seguir funcionando, por lo que únicamente se perderá la potencia de la parte del campo solar asociada a dicho inversor. Es por ello que el Inversor Multi-String consigue una disponibilidad mayor que el Inversor Centralizado.

2.3.3 Inversor Maestro-Esclavo - MS

El Inversor Maestro-Esclavo, MS, es una combinación de las dos estructuras anteriores ya que está compuesta por múltiples inversores en paralelo, pero conectados todos ellos a un único campo solar de potencia igual a la suma de la potencia de todos los inversores. Por lo tanto, los inversores comparten tanto lado DC como AC, conectándose al mismo transformador [35]-[41].

Se puede decir que desde el lado de DC es como un Inversor Centralizado ya que tiene un único MPPT, pero desde el lado de AC es como un Inversor Multi-String al estar compuesto por N inversores en paralelo.

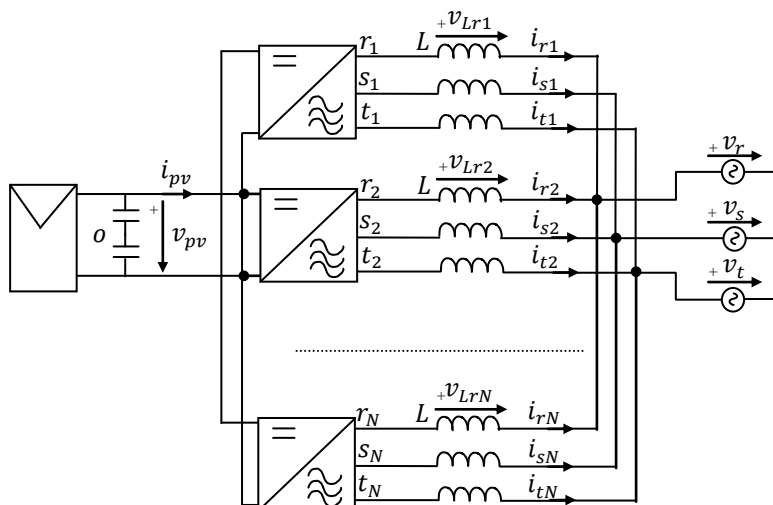


Fig. 2.11 – Inversor Maestro-Esclavo (MS) con bobinas monofásicas.

La eficiencia a bajas potencias del Inversor Maestro-Esclavo es superior a las otras dos arquitecturas. Esta diferencia se debe a la estrategia de funcionamiento del inversor MS, que varía el número de inversores activos en función de la potencia solar disponible, con el objetivo de que los inversores activos trabajen lo más cerca posible de su rendimiento máximo, que se obtiene en torno al 35% de su potencia nominal.

En la figura Fig. 2.12 se compara las curvas de rendimiento de un Inversor Maestro-Esclavo, un Multi-String y un Centralizado, todos ellos dimensionados para una instalación de las mismas características. Los valores se han obtenido de inversores reales que componen la gama de inversores fotovoltaicos de la empresa INGETEAM. Concretamente se han seleccionado los siguientes modelos:

- Inversor Multi-String (MST): Ingecon Sun PowerMax
- Inversor Maestro-Eslavo (MS): Ingecon Sun PowerMaxter
- Inversor Centralizado (IC): Ingecon Sun Power Block

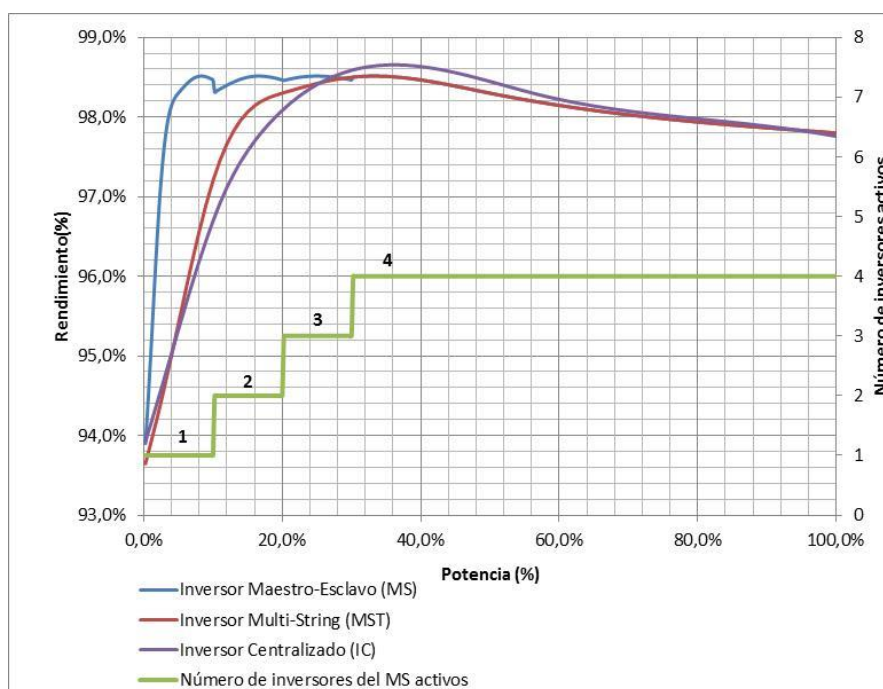


Fig. 2.12 – Comparación de las curvas de rendimiento de las tres arquitecturas.

Se puede apreciar cómo a bajas potencias únicamente uno de los inversores del MS está activo, lo que permite obtener un rendimiento mayor que si estuviesen todos activos como ocurre en el caso del Inversor Multi-String. Esta estrategia de funcionamiento adoptada por el MS consigue que las pérdidas totales de conversión sean inferiores. Al comparar el Inversor Multi-String y el Maestro-Eslavo, se aprecia cómo este último tiene una eficiencia superior hasta el 30% de la potencia nominal del sistema. A partir de ahí el rendimiento se iguala, ya que el inversor MS activa todos sus inversores. Por otra parte, a partir del 30% de la potencia es el Inversor Centralizado el que tiene una eficiencia superior, si bien a partir del 70% de la potencia máxima las tres arquitecturas tienden a igualarse.

Este mejor rendimiento del inversor MS a bajas potencias posibilita una mayor euroeficiencia en estos inversores, y adquirirá mayor importancia en aquellas

instalaciones en las cuales, debido a la climatología, falta de sistemas de seguimiento del sol y posición geográfica de las mismas, el total de horas de trabajo anuales a bajas potencias sea alto. Esto ocurre en países centro-europeos como Alemania, donde el total de días nublados anuales supera los soleados. Según un estudio realizado en la localidad de Melle, en Bélgica, un Inversor Maestro-Esclavo formado por únicamente dos inversores y conectado a una instalación fija, es capaz de incrementar la producción en un 2% en comparación con un Inversor Multi-String formado por esos mismos dos inversores [42].

Al igual que ocurre con el Inversor Centralizado, al tener una única entrada de DC esta arquitectura tendrá una eficiencia del MPPT inferior a la del Inversor Multi-String. Este problema es importante únicamente en aquellas aplicaciones en las cuales la orientación de los distintos paneles varíe considerablemente debido a la orografía del terreno donde están ubicados. En la mayoría de los casos, las plantas fotovoltaicas se construyen sobre terrenos planos o acondicionados con lo que la diferencia de orientación entre los diferentes paneles es muy pequeña. Adicionalmente, debido a las mejoras en el proceso productivo de dichos paneles, las diferencias entre ellos son mínimas con lo que salvo darse la rotura de alguno de ellos las pérdidas totales por mismatching están por debajo del 0.5% [33].

Un aspecto a tener en cuenta en este tipo de inversores es que, al compartir los lados de AC y DC, puede existir circulación de corrientes no deseadas entre los diferentes inversores. Una posible solución radica en la utilización de un transformador en el lado de AC con tantos secundarios como inversores. Sin embargo, esto supone un encarecimiento de la instalación, ya que un transformador de este tipo es hasta un 40% más caro que el tradicional de secundario único. Algunos autores han propuesto estrategias de control que reducen sensiblemente la circulación de corrientes entre inversores conectados en paralelo en los lados de AC y DC [35], [36], [37], [38], [39], [40]. El uso de estas estrategias en los inversores MS permite la utilización de un transformador de secundario único. Sin embargo, el correcto funcionamiento de estas estrategias requiere el uso de bobinas monofásicas, que resultan en torno a un 25% más caras que las equivalentes trifásicas de tres columnas utilizadas tanto en el Inversor Centralizado como en el Inversor Multi-String [43].

Al utilizar tres bobinas monofásicas en cada inversor en lugar de una única trifásica, el precio del Inversor Maestro-Esclavo es ligeramente superior al del Inversor Multi-String. Por lo tanto se trataría de la arquitectura más cara de las tres. En esta tesis se ha diseñado una estrategia de control que permite la utilización de bobinas trifásicas en Inversores Maestro-Esclavo, igualándose el coste de los Inversores Maestro-Esclavo y los Inversores Multi-String.

Por otro lado, el Inversor Maestro-Esclavo es el que mejor disponibilidad tiene, ya que de averiarse uno de los inversores, la potencia solar disponible se reparte entre los inversores no averiados hasta que estos alcancen su potencia máxima. Únicamente a partir de este punto se limita la potencia extraída del campo solar. De esta forma, solo se perderá energía por la avería de uno de los inversores en aquellos instantes en los que la potencia fotovoltaica supere la potencia total de los inversores no averiados, minimizando las pérdidas de producción con respecto a las dos estructuras anteriores. Cuando la potencia disponible supere la potencia total de los inversores disponibles, el inversor trabaja a una tensión de DC superior al MPP, v_{reg} . Tal y como se puede apreciar en la figura Fig. 2.13, esto supone extraer menos potencia:

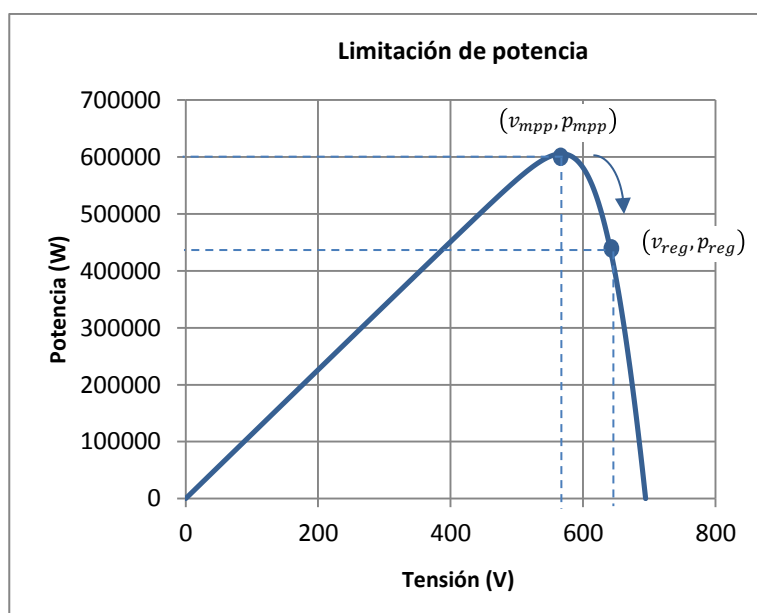


















Fig. 2.13 – Limitación de potencia extraída de un campo solar.

Por otra parte, y al igual que ocurre con el Inversor Multi-String, al tratarse de inversores con una tecnología más simple son más fáciles de reparar que un Inversor Centralizado, lo que evita la necesidad de personal de mantenimiento muy cualificado y permite reducir el tiempo de reparación aumentando así la disponibilidad de la instalación.

2.4 Conclusiones

En la Tabla I es posible apreciar de forma gráfica un resumen de la comparación realizada entre las tres arquitecturas en base a los criterios de calidad presentados anteriormente:

<i>Tipo de arquitectura</i>	<i>Eficiencia del inversor (η)</i>	<i>Eficiencia del MPPT (η_{mppt})</i>	<i>Precio (€)</i>	<i>Disponibilidad (Disp)</i>
<i>Centralizado (IC)</i>			 	
<i>Multi-String (MST)</i>		 		
<i>Maestro-Escavo (MS)</i>	 		 ⁵	 





  Excelente
  Bien
  Regular

Tabla I – Comparación entre los inversores IC, MST y MS.

En lo que se refiere a la eficiencia, el Inversor Maestro-Escavo es superior en la mayoría de las potencias, si bien el Inversor Centralizado tampoco se queda atrás e incluso llega a superar al Maestro-Escavo en potencias intermedias tal y como se ha mostrado en la figura Fig. 2.12.

Por otra parte, en lo que se refiere a eficiencia del MPPT el Inversor Multi-String es la mejor opción ya que tiene múltiples entradas de MPPT, minimizando de esta manera las pérdidas de mismatching [33]. Las otras dos arquitecturas, el Inversor Centralizado y el Maestro-Escavo, tienen la misma eficiencia del MPPT, inferior al Multi-String, debido a que todos los strings del campo solar son conectados en paralelo.

La menor cantidad de elementos que componen el Inversor Centralizado hacen que el precio de este inversor sea el menor de todos. La diferencia de precio entre el Inversor Multi-String y el Inversor Maestro-Escavo viene condicionada por el tipo de inductancias

⁵ Si el Inversor Maestro-Escavo utiliza inductancias trifásicas como las utilizadas en el Multi-String, el precio de ambos inversores será el mismo. Si en cambio utiliza bobinas monofásicas, el precio del Maestro-Escavo será el más elevado de las tres arquitecturas analizadas.

utilizadas en el MS. Si el Inversor Maestro-Esclavo utiliza inductancias trifásicas, al igual que se hace en el Multi-String, el precio de ambas soluciones será el mismo. Si en cambio utiliza inductancias monofásicas, un 25% más caras que las trifásicas, el inversor Maestro-Esclavo será más caro. En la bibliografía existente al respecto se propone la utilización de bobinas monofásicas en el Inversor Maestro-Esclavo para facilitar el control del sistema, obteniéndose una arquitectura de conversión más cara. Sin embargo, el desarrollo de una técnica de control que permitiera la utilización de inductancias trifásicas en Inversores Maestro-Esclavo, propiciaría una reducción en el precio de este tipo de inversores igualándose al precio de los Inversores Multi-String.

Finalmente, en lo que se refiere a la disponibilidad, el Inversor Maestro-Esclavo es la mejor opción ya que de averiarse alguno de los inversores el resto siguen funcionando e inyectando la totalidad de la potencia disponible en el campo solar, siempre y cuando esta no supere la potencia total de los inversores que siguen activos. En el caso del Inversor Multi-String, si un inversor se estropea automáticamente la potencia disponible en el campo solar conectado a dicho inversor se pierde. Es por ello que presenta una disponibilidad inferior a la del MS. El Inversor Centralizado es el que tiene menor disponibilidad, ya que de averiarse se pierde la totalidad de la potencia disponible en la instalación. Además, el IC es el más difícil de reparar, con lo que normalmente requieren de personal muy cualificado el cual suele tener una respuesta más lenta ante una avería, en comparación con el propio personal de mantenimiento de la planta.

En definitiva, cada una de las tres arquitecturas presenta sus ventajas e inconvenientes. Por ello, en función del tipo de instalación fotovoltaica, puede resultar más interesante una u otra arquitectura, por lo que frecuentemente los fabricantes de inversores solares ofrecen en su catálogo las tres alternativas. Ninguna de las tres arquitecturas analizadas sobresale del resto en lo que a criterios de calidad se refiere, con lo que las tres son utilizadas en las instalaciones actuales.

En general, el Inversor Centralizado (IC) se utiliza en aquellas plantas donde se quiera minimizar el precio de la instalación. Con el paso de los años cada vez el coste del inversor es más importante dentro del coste total de la instalación, con lo que la utilización del inversor IC se está haciendo cada vez más extendida. El Inversor Multi-String (MST) se utiliza en aquellas instalaciones donde las pérdidas de mismatching pueden ser importantes, debido a la orografía o a elementos que produzcan sombreados. Finalmente, el Inversor Maestro-Esclavo (MS) se utiliza en aquellas plantas donde la eficiencia a bajas potencias sea importante debido a su mala climatología. Esto ocurre especialmente en países del centro y norte de Europa como Alemania.

Desde el punto de vista tecnológico, las tres opciones son muy diferentes. Las dificultades técnicas a superar varían en cada caso, con lo que cada una de ellas exige soluciones técnicas también específicas dentro de la fase de diseño del inversor.

Inversor Centralizado

3.1 Introducción

Los inversores centralizados, al igual que los inversores Multi-String, los Maestro-Esclavo y en general todos los convertidores electrónicos utilizados en instalaciones fotovoltaicas, son Voltage Source Converters (VSC) con un filtro de salida. Este filtro de salida se ocupa de atenuar los armónicos generados en la conmutación de los transistores IGBT y generalmente es o bien un filtro L, o bien un filtro LCL. Con el fin de simplificar el análisis y facilitar la comprensión, en las tres arquitecturas estudiadas en esta tesis se utilizarán etapas de filtrado compuestas por una única inductancia. Sin embargo, el resultado obtenido es válido tanto para filtros L como LCL, ya que el comportamiento del filtro LCL es similar al del filtro L a frecuencias inferiores a la frecuencia de resonancia [28]. En este caso, la inductancia equivalente tiene un valor igual a la suma de las dos inductancias del LCL [26]. Lógicamente, esto es cierto si el filtro LCL está suficientemente amortiguado combinando estrategias de amortiguamiento pasivo [26], [30] y/o activo [22], [27].

En el lado de DC el inversor tiene unos condensadores cuya finalidad es la de amortiguar tanto los armónicos de conmutación como las pequeñas variaciones que pueda haber en la potencia inyectada hacia la red, estabilizando de esta manera la tensión del campo solar y mejorando el seguimiento del MPP.

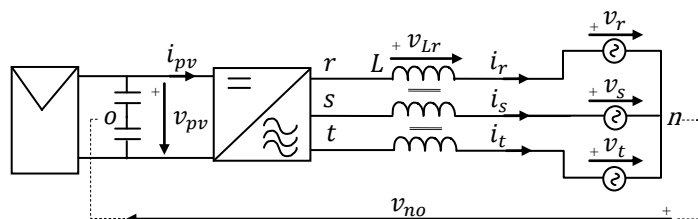


Fig. 3. 1 - Inversor Centralizado (IC).

El VSC extrae la corriente del generador fotovoltaico, i_{pv} , de carácter continuo y, para inyectarla en la red, la transforma en las tres corrientes trifásicas de carácter alterno, i_r , i_s e i_t . En este caso, al estar el neutro del transformador aislado se cumple la siguiente ecuación:

$$i_r + i_s + i_t = 0 \quad (3.1)$$

Es por ello que para controlar las tres corrientes del sistema es suficiente con controlar dos de ellas, por ejemplo i_r e i_s .

Generalmente, la estrategia de control utilizada en inversores fotovoltaicos es el control en cascada [47], [48], [49], [50]. Con los dos lazos internos se controlan las corrientes por las fases r y s, mientras que el lazo externo controla la tensión DC del campo solar, v_{pv} , tal y como se puede apreciar en la figura Fig. 3. 2.

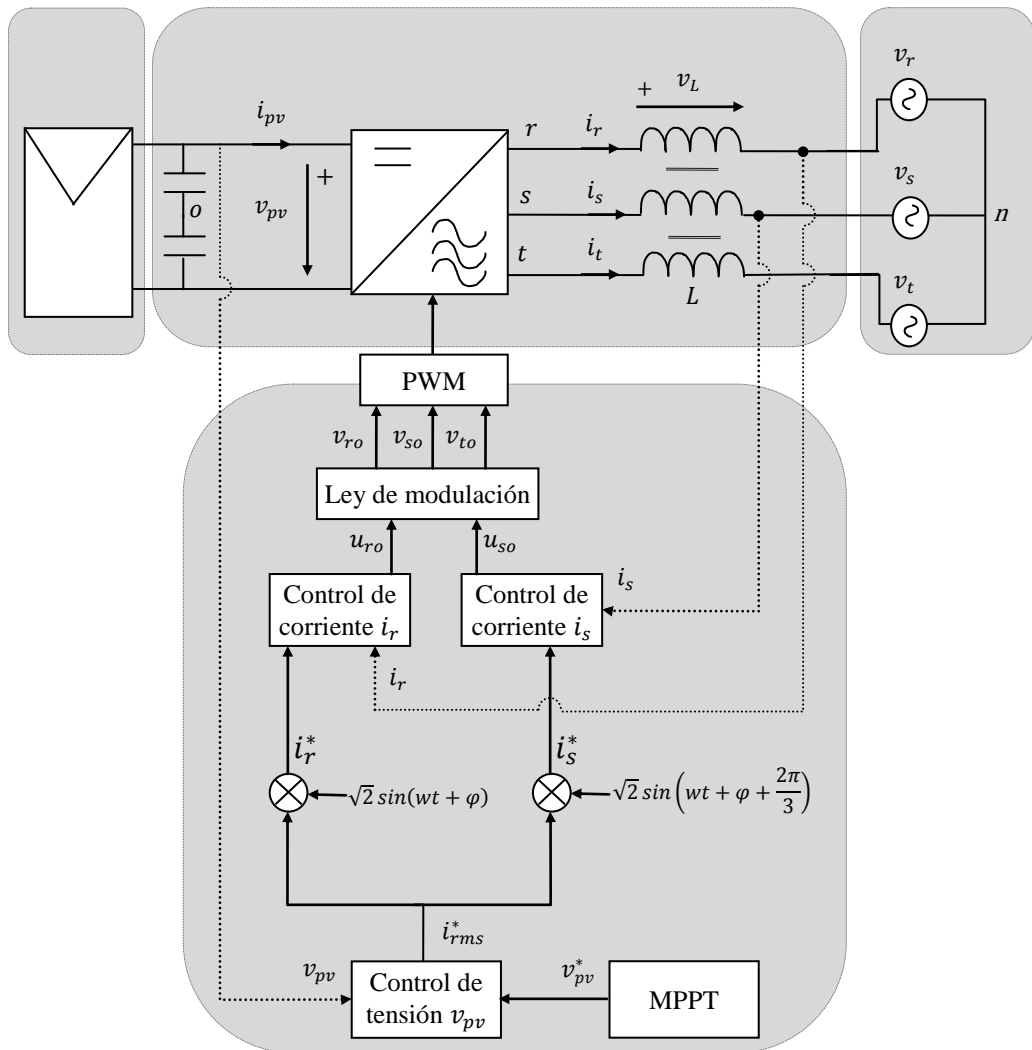


Fig. 3. 2 - Estrategia de control en cascada sobre el Inversor Centralizado (IC).

Con esta estrategia de control, el MPPT determina la tensión de entrada de referencia necesaria para maximizar la energía extraída del campo solar, v_{pv}^* . El control de tensión de v_{pv} garantiza que la tensión del campo solar sea igual a la referencia obtenida por el MPPT. Este control determina el valor eficaz de las corrientes que el inversor debe inyectar en la red, i_{rms}^* . El valor eficaz de la corriente por cada una de las fases será el mismo, con el fin de que el inversor inyecte corriente equilibrada a la red trifásica. Las referencias de corriente instantáneas para los dos controles de corriente, i_r^* e i_s^* , se

obtienen tras multiplicar i_{rms}^* por dos senos de amplitud raíz de dos y desfasados 120° entre sí. Lo más habitual es que los sistemas fotovoltaicos trabajen con un factor de potencia unitario, con lo que ambas senoidales estarán en fase con la tensión de red ($\varphi = 0$). Modificando el valor de φ , el inversor es capaz de trabajar con cualquier factor de potencia.

Los dos lazos de control de corriente i_r e i_s se encargan de que el valor instantáneo de dichas corrientes sea igual a las referencias i_r^* e i_s^* . Estos calculan el valor de las tensiones de control, u_{ro} y u_{so} , las cuales se introducen en el bloque de ley de modulación para conseguir las tres tensiones que debe generar el convertidor, v_{ro} , v_{so} y v_{to} , también conocidas como tensiones de rama. En realidad, las tensiones de rama finalmente generadas por el inversor son tensiones conmutadas cuyo valor medio instantáneo es igual a las tres tensiones de rama deseadas. A pesar de que en el inversor las variables eléctricas incluyen los armónicos de conmutación, mientras no se diga lo contrario en esta tesis se trabajará con el valor medio instantáneo de todas las variables. El valor medio instantáneo es el valor medio calculado en un periodo de conmutación. Finalmente, y con el objetivo de obtener las señales de activación de los diferentes interruptores de potencia, se realiza una modulación PWM de las tensiones de rama. Adicionalmente, estos lazos de control de corriente se encargan de la calidad de la corriente inyectada en la red.

En esta tesis se va a realizar un control de corriente escalar, en el cual se controlan con un PI y de forma independiente las corrientes de las fases r y s. Existen otras posibilidades entre las que destaca, por ser una de las más utilizadas a la hora de implementar el control de corriente en inversores de este tipo, el control vectorial [21], [26], [27]. El control vectorial se basa en trasladar las medidas de corriente a un espacio de coordenadas móviles, solidario con la red eléctrica. El control se realiza en este espacio vectorial de ejes móviles, conocidos como ejes dq. En esta tesis se ha escogido el control escalar por no complicar la explicación innecesariamente, si bien los resultados obtenidos son válidos igualmente para el caso de utilizar un control vectorial.

A continuación se detallan cada uno de los lazos de control utilizados en esta estrategia de control en cascada. Los resultados obtenidos en el análisis matemático serán validados por simulación y de forma experimental para el caso de un inversor centralizado de 625kW con las siguientes características:

Tabla II

CARACTERÍSTICAS INVERSOR CENTRALIZADO DE 625 KW			
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Características del inversor			
v_f	166Vac	v_{pv}	500Vdc
Inductancias			
L	240μH	M	102μH
k_{cm}	0.85		
Hardware del inversor			
f_c	3500Hz	T_s	143uS
t_i	30μs		

Se trata de un inversor Centralizado de 625kW, que se conecta en el lado de AC a una red trifásica de 166V de tensión entre fase y neutro. En el lado de DC, el inversor es capaz de funcionar dentro de un amplio rango de tensiones con el fin de adaptarse a la tensión de MPP de los diferentes campos solares a los que puede ser conectado. A pesar de ello, y con el fin de fijar las condiciones de trabajo tanto para las simulaciones como para las pruebas experimentales, se ha escogido para los ensayos una tensión de campo solar de 500V. El factor t_i es la constante de tiempo del filtro del sensor de corriente, y es necesario conocerlo de cara a la obtención de los parámetros del regulador de corriente. Por otra parte, T_s es el periodo de al que se ejecuta el control de corriente digital y f_c la frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia o frecuencia de la portadora triangular del PWM. Finalmente, los parámetros L , M y k_{cm} describen la bobina trifásica utilizada, y se conocen como la inductancia, la inductancia mutua y el factor de acoplamiento respectivamente.

3.2 Control de corriente

3.2.1 Introducción

En este apartado se lleva a cabo el análisis matemático de la planta de los lazos de control de corriente. La función de estos lazos es la de asegurar que las corrientes inyectadas por el inversor a la red eléctrica sean iguales a las corrientes de referencia. Al utilizarse en estos inversores las inductancias trifásicas de tres columnas, existe un acoplamiento magnético entre las tres corrientes de fase. A pesar de ello, se demostrará que es posible independizar el lazo de control de la corriente de una fase del resto de fases, simplificándose de esta manera el diseño del lazo de control. Finalmente, se

describirá el proceso de sintonización de los parámetros de los reguladores, que en este caso serán del tipo proporcional integral, PI.

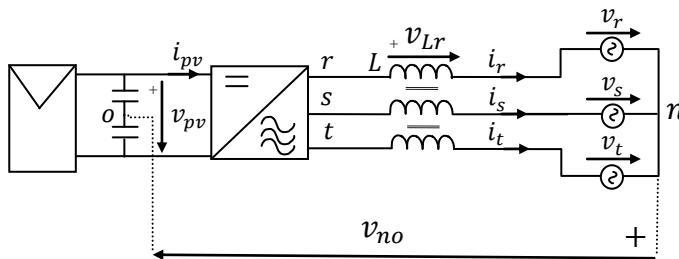


Fig. 3. 3 - Inversor Centralizado (IC).

3.2.2 Modelado del sistema

En este punto se obtiene la planta a controlar por los lazos de corriente. Tal y como se aprecia en la figura Fig. 3. 3, se utiliza una inductancia trifásica de tres columnas. Este tipo de inductancias, que están muy extendidas debido a su bajo coste, están formadas por un núcleo de chapa magnética y tres arrollamientos de cobre o aluminio, tal y como se muestra en la figura Fig. 3. 4.



Fig. 3. 4 – Inductancia trifásica de tres columnas.

Estos arrollamientos, gracias al flujo magnético que circula a través de cada uno de ellos, presentan una autoinductancia, L , la cual puede dividirse en inductancia magnética, L_m , e inductancia de fugas, L_f . La primera de ellas está asociada al flujo magnético que circula por el núcleo de la bobina, y la segunda está asociada al flujo magnético que circula por el aire.

$$L = L_m + L_f \quad (3.2)$$

Las inductancias trifásicas son elementos fáciles de fabricar, pero que introducen un acoplamiento magnético entre fases al compartir éstas el mismo núcleo. Es por ello que la tensión de la inductancia de una de las fases dependerá no solo de la corriente que circula por dicha fase, sino también de la corriente que circula por las otras dos fases. Como este tipo de inductancias suelen incluir un entrehierro en cada una de las tres columnas, es posible despreciar la asimetría entre la columna central y las laterales del núcleo magnético. Siendo así, el nivel de interacción se puede identificar con el factor M o inductancia mutua [51]. La tensión de la bobina, teniendo en cuenta este factor, queda:

$$v_{Lr} = L \cdot \frac{di_r}{dt} - M \cdot \frac{di_s}{dt} - M \cdot \frac{di_t}{dt} \quad (3.3)$$

Debido a la geometría de la bobina trifásica, la inductancia mutua, M , vale la mitad que la inductancia magnética, L_m :

$$M = \frac{L_m}{2} \quad (3.4)$$

A partir de (3. 2) y (3. 4) puede obtenerse la expresión que determina el valor de la inductancia de fugas:

$$L_f = L - 2 \cdot M \quad (3.5)$$

La mayor parte del flujo generado en un arrollamiento, denominado flujo magnético, se cierra por el núcleo magnético. Sin embargo, en función de la geometría, del entrehierro y del tipo de material ferromagnético utilizado, hay parte del flujo que circula por el aire. Este es el denominado flujo de fugas y está relacionado con la inductancia de fugas. Cuanto menor sea el flujo de fugas, mayor será el acoplamiento entre las fases.

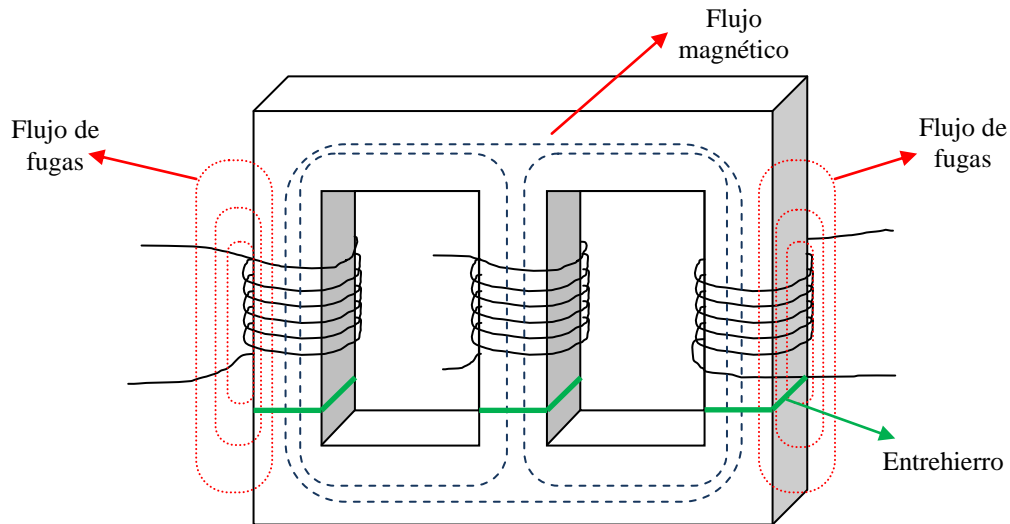


Fig. 3. 5 – Flujo magnético en una inductancia trifásica

Con el fin de cuantificar el flujo de fugas y, por lo tanto, el nivel de acoplamiento que hay entre un arrollamiento y otro, se va a definir el factor de acoplamiento magnético k_{cm} , que relaciona el coeficiente de autoinductancia, L , con la inductancia mutua, M [51]:

$$k_{cm} = \frac{2 \cdot M}{L} \quad (3. 6)$$

Si $k_{cm} = 0$, el flujo de fugas es máximo y las inductancias están totalmente desacopladas magnéticamente, lo que equivaldría a tener inductancias monofásicas. En cambio si $k_{cm} = 1$, el acoplamiento es máximo y todo el flujo generado en un arrollamiento se cierra por las otras dos columnas participando en la interacción entre fases.

En lo que se refiere al control de las corrientes del sistema, la planta a controlar es una planta MIMO (múltiples entradas y múltiples salidas). Las entradas son las tres tensiones generadas por el inversor y las salidas son sus tres corrientes.

El valor medio instantáneo (valor medio calculado en un periodo de conmutación) de las tensiones generadas por el inversor trifásico, referidas al punto medio del bus de DC, o, se llamarán “tensiones de rama”, v_{ro} , v_{so} y v_{to} . Analizando la primera fase del Inversor Centralizado descrito en la figura Fig. 3. 3, se plantea la siguiente igualdad de tensiones:

$$v_{ro} = v_{Lr} + v_r + v_{no} \quad (3.7)$$

Donde v_{Lr} y v_r son la tensión en la inductancia y la de red en la fase r, respectivamente. v_{no} es la tensión entre el punto medio del bus DC, o, y el neutro de la red, n.

De la misma manera, se definen las tensiones generadas por el inversor referidas, en este caso, al neutro del transformador. Estas las llamaremos "tensiones de neutro", v_{rn} , v_{sn} y v_{tn} .

A partir de la figura Fig. 3. 3 se puede obtener la relación entre las tensiones de neutro y las tensiones de rama. Para la fase r esta relación será:

$$v_{rn} = v_{ro} - v_{no} \quad (3.8)$$

Sustituyendo (3. 3) en (3. 7), obteniendo las mismas ecuaciones para el resto de fases y sumándolas se obtiene el valor de v_{no} . Como se aprecia en (3. 9), v_{no} es función de todas las tensiones de rama, de las tensiones de sus respectivas inductancias y de la tensión de red:

$$v_{no} = \frac{1}{3} \cdot (v_{ro} + v_{so} + v_{to}) - \frac{L - 2 \cdot M}{3} \cdot \left(\frac{di_r}{dt} + \frac{di_s}{dt} + \frac{di_t}{dt} \right) - \frac{v_r + v_s + v_t}{3} \quad (3.9)$$

El neutro de la red eléctrica, n, está aislado del lado de DC, con lo que siempre se cumple que la tres corrientes suman cero, (3. 1). De la misma manera, el sumatorio de sus derivadas será también igual a cero:

$$i_r + i_s + i_t = \frac{di_r}{dt} + \frac{di_s}{dt} + \frac{di_t}{dt} = 0 \quad (3.10)$$

Por otro lado, y con el fin de simplificar el resultado, se va a suponer que la red eléctrica es una red equilibrada, por lo que la suma instantánea de las tres tensiones de red sea cero:

$$v_r + v_s + v_t = 0 \quad (3.11)$$

Aplicando (3.10) y (3.11) en (3.9), v_{no} queda:

$$v_{no} = \frac{1}{3} \cdot (v_{ro} + v_{so} + v_{to}) = \frac{1}{3} \cdot v_{zs} \quad (3.12)$$

Donde v_{zs} es la tensión de secuencia cero generada por el inversor:

$$v_{zs} = v_{ro} + v_{so} + v_{to} \quad (3.13)$$

Aplicando (3.3) y (3.7) a las tres fases y teniendo en cuenta (3.12), se obtiene el sistema de ecuaciones de estado del inversor en forma matricial:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}(t) = \mathbf{B} \cdot \mathbf{v}_{io}(t) + \mathbf{E} \cdot \mathbf{v}_{ac}(t)$$

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{io} = \begin{bmatrix} v_{ro} \\ v_{so} \\ v_{to} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{ac} = \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \frac{1}{P_t} \cdot \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{B}_2, \quad \mathbf{E} = -\frac{1}{P_t} \cdot \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{E}_1$$

Siendo,

$$P_t = 3 \cdot (L - 2 \cdot M) \cdot (L + M)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} L - M & M & M \\ M & L - M & M \\ M & M & L - M \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{E}_1 = \mathbf{B}_2$$

(3.14)

A partir de estas ecuaciones de estado, es posible obtener las matrices de transferencia, $\mathbf{G}(s)$ y $\mathbf{G}_{vac}(s)$, que relacionan el vector de salida $\mathbf{i}(s)$ con el vector de entrada $\mathbf{v}_{io}(s)$ y el

vector de perturbación $\mathbf{v}_{ac}(s)$ en el dominio de s , respectivamente. Para ello se aplica la transformada de Laplace a (3. 14):

$$\mathbf{s} \cdot \mathbf{i}(s) = \mathbf{B} \cdot \mathbf{v}_{io}(s) + \mathbf{E} \cdot \mathbf{v}_{ac}(s) \quad (3. 15)$$

Despejando $\mathbf{i}(s)$,

$$\mathbf{i}(s) = (\mathbf{s} \cdot \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{v}_{io}(s) + (\mathbf{s} \cdot \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{E} \cdot \mathbf{v}_{ac}(s) = \mathbf{G}(s) \cdot \mathbf{v}_{io}(s) + \mathbf{G}_{vac}(s) \cdot \mathbf{v}_{ac}(s) \quad (3. 16)$$

Siendo la matriz \mathbf{I} la matriz de identidad. Reordenando ahora la ecuación:

$$\mathbf{i}(s) = \mathbf{G}(s) \cdot \mathbf{v}_{io}(s) + \mathbf{G}_{vac}(s) \cdot \mathbf{v}_{ac}(s)$$

Dónde:

$$\mathbf{G}(s) = \frac{1}{3 \cdot (L + M) \cdot s} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{G}_{vac}(s) = -\mathbf{G}(s) \quad (3. 17)$$

Desarrollando el resultado para i_r y teniendo en cuenta (3. 11) y (3. 12) se obtiene:

$$i_r = \frac{1}{3 \cdot (L + M) \cdot s} \cdot ((2 \cdot v_{ro} - v_{so} - v_{to}) - (2 \cdot v_r - v_s - v_t)) = \frac{1}{(L + M) \cdot s} \cdot (v_{ro} - v_{no} - v_r) \quad (3. 18)$$

Sustituyendo (3. 8) en (3. 18) se obtiene el valor de la corriente de la fase r en función de la tensión de neutro, v_{rn} . Llevando a cabo el mismo análisis en las otras dos fases se concluye:

$$i_r = \frac{v_{rn} - v_r}{(L + M) \cdot s}, \quad i_s = \frac{v_{sn} - v_s}{(L + M) \cdot s}, \quad i_t = \frac{v_{tn} - v_t}{(L + M) \cdot s} \quad (3. 19)$$

En estas ecuaciones se aprecia cómo la corriente por cada una de las fases depende única y exclusivamente de su tensión de neutro y de la tensión de red correspondiente. El acoplamiento entre fases provocado por la utilización de una inductancia trifásica queda

por lo tanto anulado. Como se verá, este hecho simplifica enormemente el control de corriente del Inversor Centralizado.

3.2.3 Ley de modulación

Tal y como se ha explicado en la introducción y se ha mostrado en la figura Fig. 3. 2, se va a utilizar un lazo de control PI para controlar i_r e i_s . De estos lazos de control se obtendrán las tensiones de control, u_{ro} y u_{so} . Estas tensiones tienen un valor igual a las tensiones de neutro que los dos controles necesitan generar para conseguir que el valor de las corrientes sean iguales al deseado. Por lo tanto:

$$u_{ro} = v_{rn} \quad \text{y} \quad u_{so} = v_{sn} \quad (3. 20)$$

Las tensiones de neutro son función de las tensiones de rama, v_{ro} , v_{so} , v_{to} , y de la tensión v_{no} que a su vez también es función de estas últimas, como se ha mostrado en (3. 8) y (3. 12). Como el inversor genera tensiones de rama, es preciso utilizar una ley de modulación cuya función es la de traducir las tensiones de control obtenidas por los lazos de control de corriente a tensiones de rama. Es decir, a partir de las tensiones de control, u_{ro} y u_{so} , calculadas por los reguladores PI, obtener las tres tensiones de rama, v_{ro} , v_{so} y v_{to} , que tiene que generar el inversor. Estas tensiones de rama se comparan con una señal triangular de frecuencia igual a la frecuencia de conmutación deseada, para obtener los pulsos de activación de los diferentes interruptores de los que está compuesto el inversor trifásico (modulación PWM). De esta manera las tensiones de rama calculadas se reconstruyen en cada una de las tres ramas del inversor. En la expresión (3. 21) se observa cómo las dos tensiones de control calculadas por los reguladores, vector \mathbf{u}_{io} , se multiplican por la ley de modulación, matriz \mathbf{M}_e , para obtener las tres tensiones de rama, vector \mathbf{v}_{io} .

$$\mathbf{v}_{io} = \mathbf{M}_e \cdot \mathbf{u}_{io} \quad \text{donde} \quad \mathbf{u}_{io} = \begin{bmatrix} u_{ro} \\ u_{so} \end{bmatrix} \quad (3. 21)$$

Con el fin de optimizar las características importantes del inversor como son la calidad de la onda de corriente generada, el rendimiento, el rango de tensiones de trabajo, etc. es posible encontrar en la literatura infinidad de tipos de modulaciones o leyes de control. La ley de control más simple de todas es la modulación escalar, \mathbf{M}_e . Consiste en que las tensiones de rama de las fases r y s tengan el mismo valor que las tensiones de control calculadas por los PI-s, ($v_{ro} = u_{ro}$) y ($v_{so} = u_{so}$). La tensión de rama de la fase t se calcula de tal forma que la suma de las tres tensiones de rama sea cero, ($v_{to} =$

$-u_{ro}-u_{so}$). La gran ventaja de esta modulación es su simplicidad, con lo que suele ser la modulación escogida en el caso de implementar el control de forma analógica. También es utilizada en implementaciones digitales, cuando el tiempo computacional es un factor crítico. Además, como la suma de las tres tensiones de rama es cero, v_{no} también es igual a cero como se ha visto en (3. 12). La matriz que aglutina el comportamiento de la ley de modulación escalar es la que se define en (3. 22). Sustituyendo (3. 22) en (3. 21) puede observarse el funcionamiento de esta modulación, tal y como se ha descrito.

$$\mathbf{M}_e = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{pmatrix} \quad (3. 22)$$

Una variante de la modulación escalar es la basada en la inyección de un tercer armónico. En este caso, a todas las tensiones de rama se les suma una onda senoidal de una frecuencia tres veces superior a la frecuencia de la tensión de red. En la ecuación (3. 23) esta senoidal, conocida como tercer armónico, se expresa mediante la letra c . La amplitud de dicha onda senoidal, A , varía en función de la tensión de red y de la tensión del campo solar, [57]:

$$v_{io} = \mathbf{M}_e \cdot \mathbf{u}_{io} + c \cdot \mathbf{I} \quad \text{donde} \quad c = A \cdot \sin(3 \cdot \omega t) \quad (3. 23)$$

La inyección del tercer armónico permite el funcionamiento del inversor con una tensión de DC un 13% inferior a la modulación escalar. De esta manera, se aumenta el rango del MPPT y se mejora el rendimiento del inversor debido a que las pérdidas de los elementos de conmutación del mismo disminuyen al disminuir la tensión de DC.

Sin embargo, la corriente generada por el inversor no se ve influenciada por este tercer armónico tal y como se demuestra a continuación. Sustituyendo (3. 22) en (3. 23), se obtiene el valor de cada una de las tres tensiones de rama en el caso de implementar una ley de modulación con inyección de tercer armónico:

$$v_{ro} = u_{ro} + c, \quad v_{so} = u_{so} + c, \quad v_{to} = (-u_{ro} - u_{so}) + c \quad (3. 24)$$

Sustituyendo las expresiones de las tensiones de rama (3. 24) en (3. 12), se concluye que la tensión v_{no} tiene el mismo valor que el tercer armónico inyectado, c :

$$v_{no} = \frac{1}{3} \cdot (u_{ro} + u_{so} - u_{ro} - u_{so} + 3 \cdot c) = c \quad (3.25)$$

Sustituyendo ahora la expresión de la tensión de rama (3.24), y la de la tensión v_{no} (3.25) en la ecuación de la tensión de neutro, (3.8), se comprueba cómo la componente c se elimina, por lo que no tiene influencia en la corriente por el inversor. Es decir, al haber inyectado el mismo factor c en las tres fases, se ha simplificado la expresión que define la corriente por cada fase y se ha conseguido que la ley de modulación no altere el valor de la tensión de neutro, v_{rn} , y por lo tanto no perturbe al lazo de control de corriente.

$$v_{rn} = v_{ro} - v_{no} = (u_{ro} + c) - c = u_{ro} \quad (3.26)$$

Otro tipo de modulación muy extendida es la Space Vector Modulation (SVM), [59]. En este caso los tiempos de activación de los diferentes interruptores se obtienen tras transformar las señales de control a un espacio vectorial.

3.2.4 Sintonización del regulador

En este punto se realizará el análisis del lazo de control de la corriente i_r , si bien los resultados obtenidos son aplicables igualmente para el lazo de control de corriente i_s . En la siguiente figura se muestra el diagrama de bloques del lazo de control de corriente i_r :

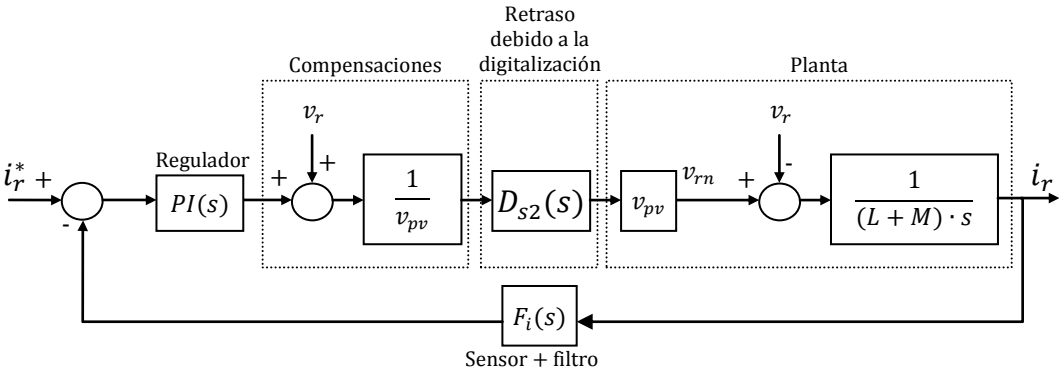


Fig. 3.6 – Lazo de control de corriente i_r para el Inversor Centralizado.

Como se ha comentado anteriormente, la referencia de corriente, i_r^* , se obtiene a partir del valor eficaz determinado por el lazo de control de tensión del campo solar, multiplicada por un seno de amplitud raíz de dos y desfasado un determinado ángulo φ

con respecto a la tensión de red, y gracias al cual se controla la inyección de potencia reactiva.

Se ha elegido un regulador del tipo PI [31], [49], si bien otros tipo de reguladores como los resonantes también pueden ser considerados[31], [53], [54] y [55]. El bloque $F_i(s)$ modela el sensor de corriente y el filtro de medida mediante un filtro paso-bajo:

$$PI(s) = k_p \cdot \left(1 + \frac{1}{t_n \cdot s}\right), \quad F_i(s) = \frac{1}{t_i \cdot s + 1} \quad (3. 27)$$

El factor $D_{s2}(s)$ aglutina los retrasos debidos al control digital: Retraso del retenedor de orden cero, del muestreador y del tiempo de ejecución del lazo de control. La expresión $D_{s2}(s)$ es propuesta en [22], y permite un análisis del sistema en el dominio-s, mediante una expresión simple pero precisa.

$$D_{s2}(s) = \frac{1 - 0,5 \cdot s \cdot T_s}{(1 + 0,5 \cdot s \cdot T_s)^2} \quad (3. 28)$$

Siendo T_s es el periodo de muestreo.

El lazo propuesto incluye además la compensación de las perturbaciones de v_r y v_{pv} , con el fin de inmunizar el lazo de control ante variaciones de la tensión del campo solar, así como eliminar el efecto de la tensión de red mejorando de esta manera el seguimiento de la corriente de referencia.

A partir del diagrama de bloques mostrado en la figura Fig. 3. 6 se puede determinar la función de transferencia en lazo abierto:

$$L.A.(s) = k_p \cdot \left(1 + \frac{1}{t_n \cdot s}\right) \cdot \frac{1 - 0,5 \cdot s \cdot T_s}{(1 + 0,5 \cdot s \cdot T_s)^2} \cdot \frac{1}{(L + M) \cdot s} \cdot \frac{1}{t_i \cdot s + 1} \quad (3. 29)$$

La constante de tiempo de la acción integral del regulador PI, t_n , se obtiene a partir de la siguiente expresión, en función de margen de fase, MF , y la frecuencia de corte deseadas, BW :

$$t_n = \frac{\tan(MF + 2 \cdot \tan^{-1}(0,5 \cdot T_s \cdot 2\pi f_c)) - \tan^{-1}(-0,5 \cdot T_s \cdot 2\pi f_c) + \tan^{-1}(t_i \cdot 2\pi f_c)}{2\pi f_c} \quad (3. 30)$$

De la misma manera, es posible obtener la acción proporcional del regulador PI a partir de la siguiente expresión:

$$k_p = \frac{t_n \cdot (2\pi f_c)^2 \cdot (L + M) \cdot ((0.5 \cdot T_s \cdot 2\pi f_c)^2 + 1) \cdot \sqrt{(t_i \cdot 2\pi f_c)^2 + 1}}{\sqrt{(t_n \cdot 2\pi f_c)^2 + 1} \cdot \sqrt{(0.5 \cdot T_s \cdot 2\pi f_c)^2 + 1}} \quad (3.31)$$

Aplicando las ecuaciones (3.30) y (3.31) al inversor centralizado de 625kW cuyas características se presentaron en la Tabla II, y fijando un margen de fase $MF = 30^\circ$ y una frecuencia de corte $BW = 500\text{Hz}$ se obtienen los siguientes parámetros del regulador:

Tabla III

PARÁMETROS DEL REGULADOR PARA EL INVERSOR CENTRALIZADO DE 625 KW DE LA TABLA II

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
<i>Parámetros del regulador PI</i>			
k_p	1.1	t_n	0.001
BW	500Hz	MF	30°

En la siguiente figura se puede observar los resultados obtenidos al simular en Matlab-Simulink el control de corriente del Inversor Centralizado de 625kW con los parámetros del PI obtenidos. Se puede ver cómo la corriente sigue fielmente a la corriente de referencia:

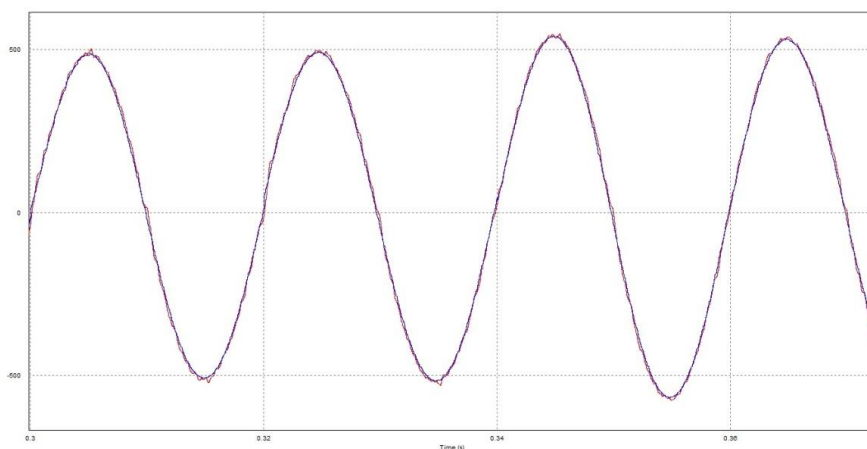


Fig. 3.7 – Seguimiento del control de corriente del Inversor Centralizado. Azul: Corriente de referencia, Rojo: Corriente medida.

3.3 Control de tensión

La función del control de tensión es la de asegurar que la tensión del campo solar, v_{pv} , es igual a la tensión de referencia calculada por el algoritmo MPPT, v_{pv}^* . En este apartado se analiza la planta de este lazo de control.

3.3.1 Introducción

El inversor cuenta con un condensador en el lado de DC, cuya finalidad es la de absorber las posibles fluctuaciones en la potencia inyectada debido a desequilibrios en la red eléctrica, errores de medida de corriente o tensión, etc. De esta manera, la tensión del campo solar se estabiliza maximizándose el rendimiento del MPPT, η_{mppt} . Además, este condensador aporta los armónicos de alta frecuencia provocados por las conmutaciones del puente trifásico [60], evitando que dichos armónicos circulen por el campo solar lo que provocaría pérdidas innecesarias, bajada del rendimiento del MPPT, así como sobretensiones en los elementos de conmutación fruto de la circulación de estas corrientes de alta frecuencia a través de las inductancias parásitas de los cables. Por último, el condensador aporta “inercia” a la tensión del campo solar, facilitando su control.

Con el fin de poder expresar gráficamente el punto medio del lado de DC, o , hasta ahora se ha venido representando este condensador mediante dos condensadores en serie. Sin embargo, este tipo de inversores habitualmente incorporan un único condensador por lo que en la práctica no se tiene acceso al punto medio de la tensión del panel solar, es decir, al punto o :

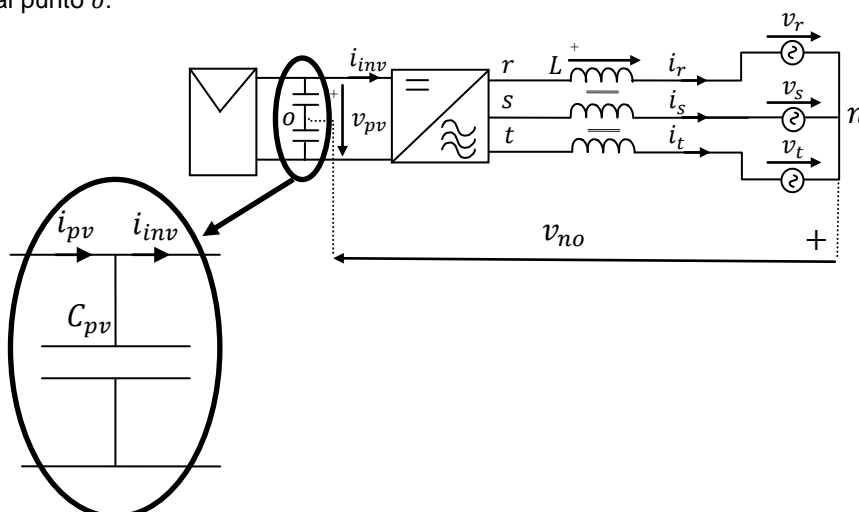


Fig. 3. 8 – Condensador de DC en los Inversores Centralizados (IC).

3.3.2 Control de v_{pv} , modelado del sistema

Con el fin de obtener una expresión que determine el valor de v_{pv} , se analizan los valores de corriente entrante y saliente del condensador. En la siguiente figura se muestra el condensador de entrada del inversor con las corrientes que le afectan.

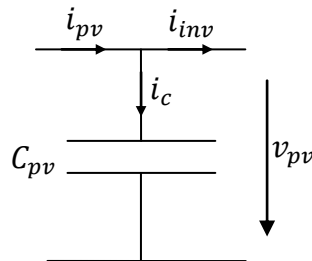


Fig. 3. 9 – Corrientes en el condensador de DC.

Aplicando al nudo de corrientes la primera ley de Kirchhoff:

$$i_{pv} = i_{inv} + i_c \quad (3. 32)$$

Sustituyendo i_c por la expresión que define la corriente de un condensador en función de su tensión:

$$i_{pv} = i_{inv} + C_{pv} \cdot \frac{dv_{pv}}{dt} \quad (3. 33)$$

Aplicando la transformada de Laplace a (3. 33) queda:

$$i_{pv} = i_{inv} + C_{pv} \cdot s \cdot v_{pv} \quad (3. 34)$$

Con lo que la planta a controlar es:

$$v_{pv} = \frac{i_{pv} - i_{inv}}{C_{pv} \cdot s} \quad (3. 35)$$

Y el diagrama de bloques de la misma queda:

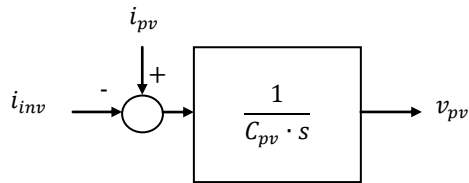
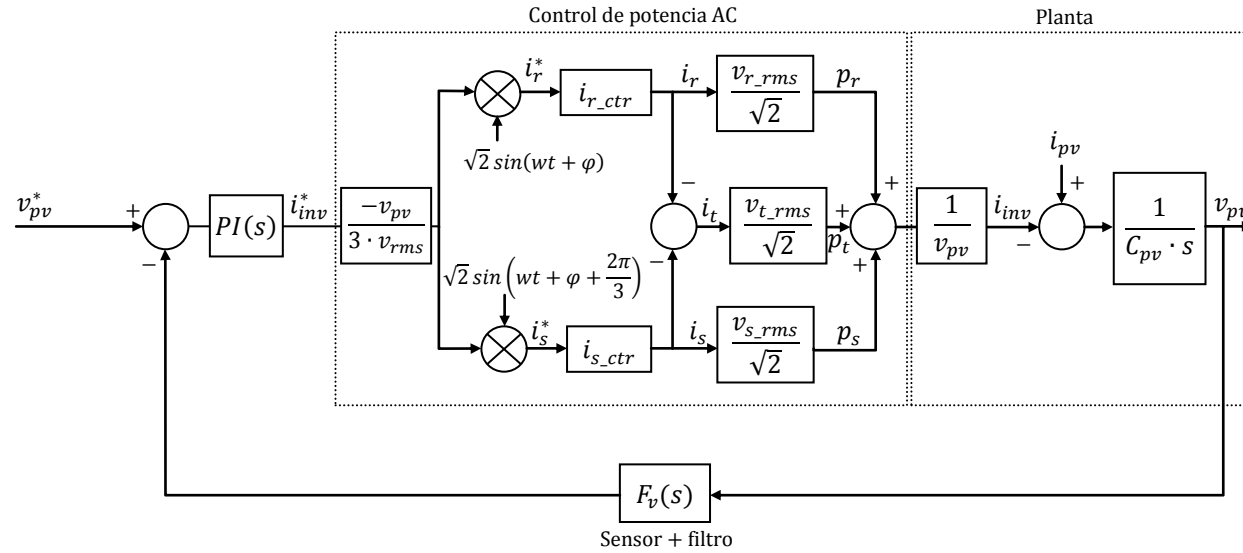


Fig. 3. 10 – Planta de v_{pv} .

Se aprecia cómo el valor de v_{pv} únicamente depende de la diferencia entre la corriente entrante desde el campo solar, i_{pv} , y saliente hacia el inversor, i_{inv} , así como del propio valor del condensador.

El lazo completo de control de tensión de bus es el siguiente:

Fig. 3. 11 – Lazo completo de control de v_{pv} en el Inversor Centralizado.

Tal y como se puede apreciar en la figura anterior, el regulador PI calcula la corriente de referencia del inversor, i_{inv}^* , en función del error de seguimiento de v_{pv} . Esta referencia de corriente pasa al bloque de control de potencia AC, cuya función es al de asegurar que el inversor extraiga del lado de DC la corriente necesaria. Se invierte el signo de la referencia con el fin de eliminar el signo negativo de la planta.

Dentro del bloque de control de potencia AC, inicialmente se generan las consignas de corriente instantáneas i_r^* y i_s^* que van a los lazos de control de corriente descritos en el apartado 3.2. Estas consignas de corriente son obtenidas a partir de i_{inv}^* teniendo en cuenta las tensiones de red, v_{rms} y la tensión del campo solar, v_{pv} . El valor obtenido se multiplica por una onda senoidal en fase con la tensión de red correspondiente para cada una de las dos fases. Finalmente, se obtiene el valor de la potencia inyectada por cada una de las tres fases tras multiplicar la corriente de cada una de ellas por su tensión. La suma de las tres potencias da como resultado la potencia total inyectada a red por el inversor. Dividiendo este valor por la tensión del campo solar, se obtiene la corriente del campo solar extraída por el inversor.

Como la dinámica del bloque de control de potencia AC es muy superior a la del lazo de tensión aquí analizado, este bloque suele simplificarse por la unidad. Lo mismo ocurre con el retraso correspondiente a la digitalización de este control de tensión.

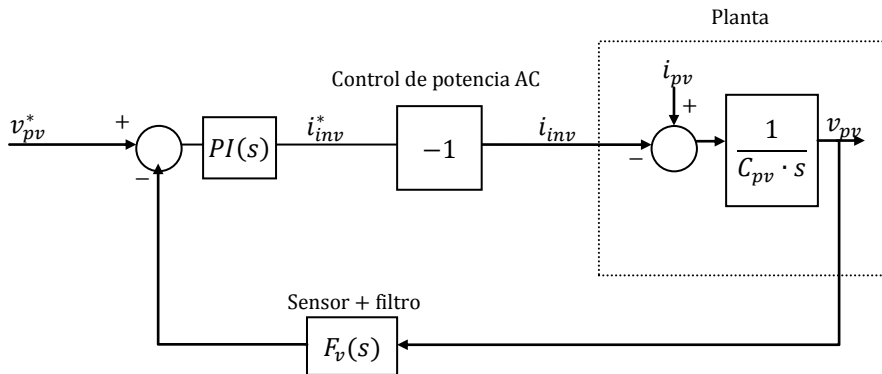


Fig. 3. 12 – Lazo simplificado de control de v_{pv} .

El bloque $F_v(s)$ modela el sensor de tensión del campo solar y su filtro de medida mediante un filtro paso-bajo:

$$F_v(s) = \frac{1}{t_v \cdot s + 1} \quad (3. 36)$$

3.3.3 Sintonización del regulador

En este punto se describe la forma de obtener los parámetros del regulador PI, en función de la frecuencia de corte y el margen de fase deseados para este lazo de control de tensión, BW y MF .

La función de transferencia en lazo abierto de la planta descrita en la figura Fig. 3. 12 es la siguiente:

$$L.A.(s) = k_p \cdot \left(1 + \frac{1}{t_n \cdot s}\right) \cdot \frac{1}{C_{pv} \cdot s} \cdot \frac{1}{t_v \cdot s + 1} \quad (3. 37)$$

Se observa cómo la corriente proveniente del campo solar, i_{pv} , actúa como una perturbación y es despreciada de cara al cálculo de los parámetros del regulador.

Por lo tanto, la acción integral del regulador PI se obtiene a partir de la siguiente expresión, en función de margen de fase, MF , y la frecuencia de corte deseadas, BW .

$$t_n = \frac{\tan(MF + \tan^{-1}(t_v \cdot 2\pi f_c))}{2\pi f_c} \quad (3. 38)$$

De la misma manera, es posible obtener la acción proporcional del regulador PI a partir de la siguiente expresión:

$$k_p = \frac{t_n \cdot (2\pi f_c)^2 \cdot C_{pv} \cdot \sqrt{(t_v \cdot 2\pi f_c)^2 + 1}}{\sqrt{(t_n \cdot 2\pi f_c)^2 + 1}} \quad (3. 39)$$

3.4 Modelo de modo común

3.4.1 Introducción

Tal y como se ha explicado en el capítulo 2, los inversores fotovoltaicos de alta potencia se conectan en el lado de AC a redes IT de baja tensión, las cuales evacúan su potencia a media tensión a través de transformadores estrella-triángulo con neutro aislado (red tipo IT) en el lado de baja tensión. El lado de media tensión generalmente está referido a tierra en el otro extremo de la línea.

Al conectarse el inversor a una línea IT, aislada de tierra, las corrientes a tierra quedan limitadas por las capacidades parásitas existentes entre el primario (bobinado conectado al inversor) y secundario (bobinado conectado a la red de media tensión) y el primario y tierra. Estas corrientes a tierra, también llamadas corrientes en modo común, retornan al inversor, principalmente, a través de las capacidades parásitas del campo solar a tierra. Esta capacidad resulta muy superior a la del transformador y en ambientes húmedos puede alcanzar los 200nF/kWp en módulos de silicio cristalino y hasta 1uF/kWp en módulos de capa fina, [61].

En función del valor de las capacidades parásitas del transformador y del campo solar a tierra, de la tensión en modo común generada por el inversor y de las impedancias en modo común del mismo, se pueden generar corrientes en modo común que provoquen que el inversor no cumpla la correspondiente normativa de compatibilidad electromagnética, [63].

En este capítulo se presenta un modelo que permite analizar las corrientes en modo común de un sistema fotovoltaico en el cual se utiliza un Inversor Centralizado de alta potencia [62]. El modelo obtenido servirá posteriormente de base para el desarrollo de los modelos en modo común de los Inversores Multi-String y Maestro-Esclavo, inversores en los cuales el análisis en modo común se hace más necesario ya que, como se verá más adelante, al problema de la corriente en modo común que circula por las capacidades parásitas del transformador se suma el problema de la circulación de corrientes entre inversores.

3.4.2 Descripción del sistema

3.4.2.1 Introducción

De cara a realizar el análisis de las corrientes de modo común que circulan en un sistema fotovoltaico, es preciso tener en cuenta la totalidad del sistema. Es decir, hay que tener en cuenta el campo solar, el propio inversor y el transformador al que se conecta. La figura Fig. 3. 13 muestra el esquema de un Inversor Centralizado, incluyendo el transformador y el campo solar. En la figura se han incluido también los principales elementos parásitos que condicionan la circulación de corriente en modo común, i_{mc} .

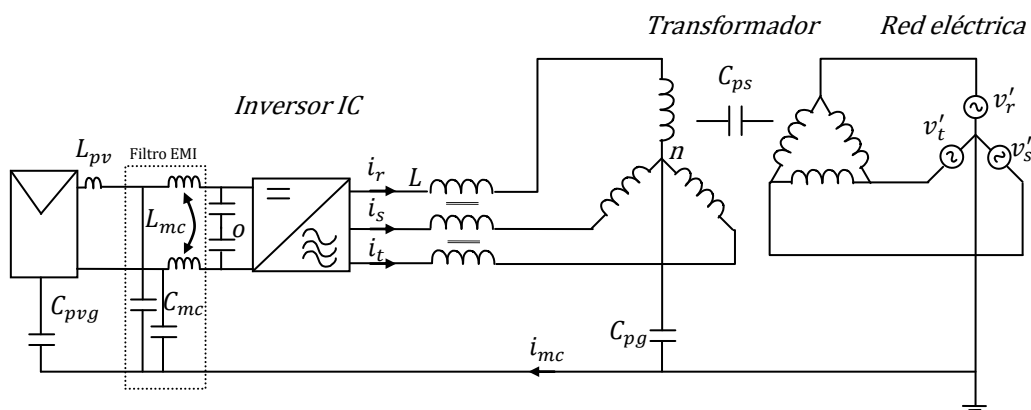


Fig. 3. 13 – Esquema del Inversor Centralizado (IC) incluyendo los principales elementos parásitos.

La capacidad C_{pvg} modela la capacidad parásita a tierra de la totalidad del campo solar conectado al Inversor Centralizado. Esta capacidad puede alcanzar valores muy elevados, llegando a superar los 200nF/kWp en ambientes húmedos o días lluviosos [48], [61] y [64]. Las inductancias L_{pv} modelan la inductancia parásita de todo el cableado necesario para interconectar los diferentes generadores fotovoltaicos con el inversor. El valor de esta inductancia varía en función del tipo y de la longitud total del cable utilizado y, habitualmente, suele alcanzar un valor de 80-190nH/kWp.

Con el fin de minimizar las corrientes en modo común, el inversor dispone de un filtro EMI. La función de este filtro es la de minimizar la magnitud de estas corriente, y darles un camino evitando que circulen por la capacidad parásita del campo solar, C_{pvg} . Una corriente de modo común elevada por el campo solar puede provocar el mal funcionamiento de los diferentes dispositivos electrónicos que pueden encontrarse en una planta solar, tales como sistemas de monitorización y medida, sistemas de alarma y video vigilancia, comunicaciones, etc.

En lo que se refiere al transformador, al ser una red IT, el primario está conectado a tierra únicamente a través de las capacidades parásitas, C_{pg} . El lado de media tensión, secundario del transformador, en cambio suele estar referido a tierra con lo que también existirá corriente en modo común a través de la capacidad parásita entre el primario y el secundario del transformador. Esta capacidad se ha llamado C_{ps} . El valor de las capacidades parásitas del transformador depende de la construcción del mismo, así como del tipo de aislante utilizado. En cualquier caso su valor suele estar en torno a las decenas e incluso cientos de nanofaradios.

Para el estudio de las corrientes de modo común, es conveniente partir de las expresiones de tensión de cada una de las tres ramas referidas a un punto común, que

en este caso será el punto medio del bus de DC, punto o . Si bien anteriormente ya han sido definidas estas tensiones, las cuales han sido llamadas tensiones de rama, v_{ro} , v_{so} y v_{to} , estas variables no incluían los armónicos de alta frecuencia generados fruto de realizar la modulación PWM, v_{switch_r} , v_{switch_s} y v_{switch_t} , con lo cual se trataba de valores medios instantáneos de dichas variables. Es por ello que ahora se definen las tensiones de rama instantáneas, \hat{v}_{ro} , \hat{v}_{so} y \hat{v}_{to} , las cuales expresan el valor de tensión real en cada instante de tiempo.

$$\hat{v}_{ro} = v_{ro} + v_{switch_r}$$

$$\hat{v}_{so} = v_{so} + v_{switch_s}$$

$$\hat{v}_{to} = v_{to} + v_{switch_t}$$

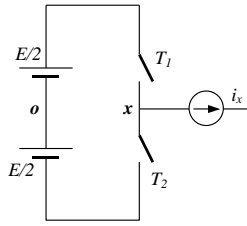
(3. 40)

Para poder caracterizar las tensiones de rama instantáneas del convertidor trifásico, es preciso analizar el puente trifásico partiendo de las células elementales de conmutación de las que está compuesto.

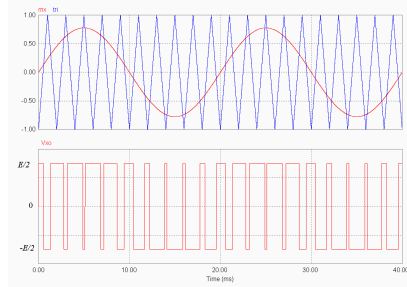
3.4.2.2 Modulación y armónicos de la célula elemental de conmutación

La célula elemental de conmutación se considera la unidad básica para el intercambio de energía entre dos fuentes utilizando la técnica de modulación de anchura de pulsos, PWM, [67]. Su esquema simplificado se muestra en la figura Fig. 3. 14.a, y su regla de funcionamiento es sencilla: siempre tiene que haber un único interruptor encendido. De este modo, la tensión de salida puede adquirir dos niveles de tensión distintos (figura Fig. 3. 14.b), así se impide el cortocircuito de la fuente de tensión y se asegura un camino para la corriente de salida. La mayoría de los convertidores de potencia se pueden considerar formados a partir de la interconexión de varias células elementales. En este caso, los inversores trifásicos analizados a lo largo de esta tesis están formados por tres células elementales en paralelo, una por fase.

El proceso de modulación PWM natural (natural sampled PWM) de la célula elemental de conmutación consiste en la comparación de una onda senoidal modulante con una portadora triangular de alta frecuencia. Si la modulante es mayor que la portadora triangular se cierra el interruptor T1 (superior), en caso contrario se cierra el interruptor inferior T2.



(a)



(b)

Fig. 3. 14– (a) Célula elemental de conmutación y fuentes. (b) Modulación escalara natural.

La tensión de fase a punto medio resultante, $v_{xo}(t)$, se muestra en la figura Fig. 3. 14.b, y posee un espectro de armónicos de tensión cuya expresión analítica es la siguiente [65]:

$$v_{xo}(t) = M \frac{E}{2} \cos(w_F t + \theta) + \frac{2E}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} J_0\left(mM \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(m \frac{\pi}{2}\right) \cos(m(w_c t + \varphi))$$

$$+ \frac{2E}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm \infty} \frac{J_n\left(mM \frac{\pi}{2}\right)}{m} \sin\left((m+n) \frac{\pi}{2}\right) \cos(m(w_c t + \varphi) + n(w_F t + \theta))$$

(3. 41)

Dónde:

- M es el índice de modulación $[0,1]$.
- E es la tensión total del bus de continua.
- w_F es la frecuencia fundamental de la modulante.
- w_c es la frecuencia de la portadora triangular.
- m es el índice de la familia de los armónicos de conmutación.
- n es el número de armónico lateral (sideband) de cada familia.
- φ es el desfase de la triangular.
- θ es el desfase de la modulante.
- J_0 y J_j son funciones de Bessel de primera especie.

El primer término de la ecuación (3. 41) proporciona la amplitud de la tensión fundamental, el segundo la amplitud de los armónicos a la frecuencia de la portadora y sus múltiplos, y el tercer término la amplitud de los armónicos en las bandas alrededor de cada múltiplo de la frecuencia de la portadora. La figura Fig. 3. 15 muestra el espectro armónico por unidad (dividido por $\frac{E}{2}$) de la tensión de fase $v_{xo}(t)$ para un índice de modulación $M = 0.8$.

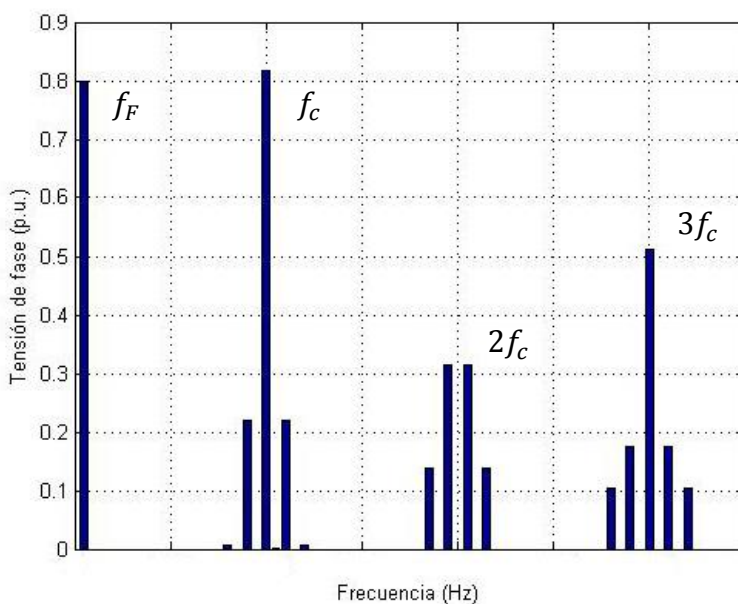


Fig. 3. 15 – Espectro armónico de $v_{xo}(t)$ p.u. (dividido entre $\frac{E}{2}$) para un índice de modulación $M=0.8$.

Tal y como se señala en [65] y [66], la amplitud de cualquier armónico depende del índice de modulación, y es independiente del índice de frecuencia $mf = \frac{w_c}{w}$ y de los ángulos de portadoras y modulantes. En la figura Fig. 3. 16 se presenta el valor por unidad de los principales armónicos en función del índice de modulación.

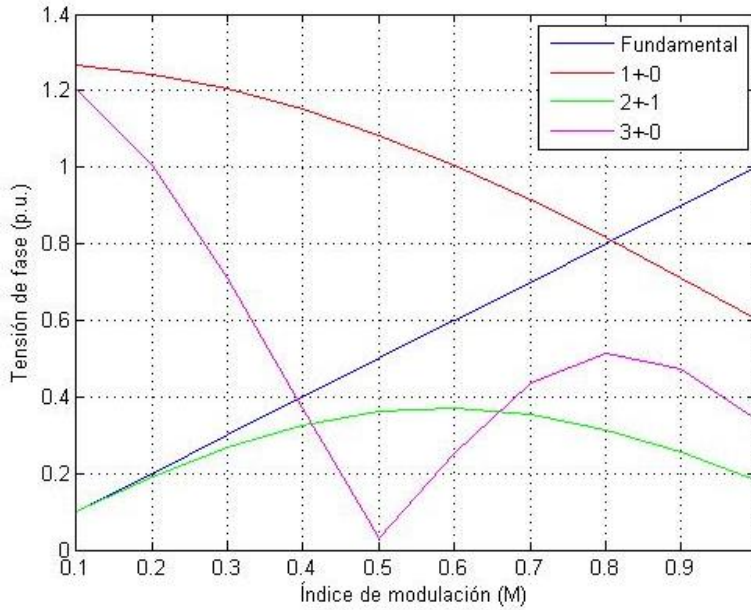


Fig. 3. 16 – Variación de los armónicos en p.u. con respecto al índice de modulación, M .

En la figura anterior se puede observar que el primer armónico de conmutación es el que tiene una mayor amplitud para todos los índices de modulación, si bien su valor va decreciendo conforme aumenta M .

3.4.2.3 Modo común y modo diferencial.

La tensión en modo común de cualquier circuito eléctrico se define como la tensión media entre la salida del circuito y el punto común de referencia de todas las fuentes de tensión que forman parte de dicho circuito. Para el caso de un Inversor Centralizado, el punto común es el punto medio de los condensadores de DC, punto o , y la tensión en modo común, \hat{v}_{mc} , tiene el siguiente valor:

$$\hat{v}_{mc} = \frac{\hat{v}_{ro} + \hat{v}_{so} + \hat{v}_{to}}{3} \quad (3. 42)$$

Por otra parte, se define el modo diferencial de cada fase, \hat{v}_{rmd} , \hat{v}_{smd} y \hat{v}_{tmd} , como la diferencia entre la tensión en modo común y la tensión de rama instantánea de cada una de las fases:

$$\begin{aligned}
 \hat{v}_{ro} &= \hat{v}_{rmd} + \hat{v}_{mc} \rightarrow \hat{v}_{rmd} = \hat{v}_{ro} - \hat{v}_{mc} \\
 \hat{v}_{so} &= \hat{v}_{smd} + \hat{v}_{mc} \rightarrow \hat{v}_{smd} = \hat{v}_{so} - \hat{v}_{mc} \\
 \hat{v}_{to} &= \hat{v}_{tmd} + \hat{v}_{mc} \rightarrow \hat{v}_{tmd} = \hat{v}_{to} - \hat{v}_{mc}
 \end{aligned} \quad (3.43)$$

En lo que se refiere a un inversor trifásico, tanto la tensión en modo común como las tensiones en modo diferencial variarán en función de la portadora triangular utilizada en cada una de las tres fases. Recordando la expresión de la tensión de fase, (3.41), tanto el valor instantáneo de la tensión en modo común como el valor de la tensión en modo diferencial varían con la diferencia de desfases de la triangular de cada rama, φ . La figura Fig. 3.17 muestra la amplitud de los principales armónicos de la tensión en modo común, \hat{v}_{mc} , y de la tensión diferencial de la fase r cuando las tres triangulares de cada rama tienen el mismo desfase. Este gráfico es equivalente para las otras dos fases. Comparando estas gráficas con las de la tensión de fase, figura Fig. 3.16, se observa cómo el armónico fundamental así como el segundo armónico de conmutación se anulan, mientras que el primer armónico de conmutación, el de mayor peso, se mantiene. En lo que se refiere a la tensión en modo diferencial ocurre lo contrario: El primer y tercer armónico se anulan mientras que el segundo y el fundamental se mantienen. Es decir, al utilizar la misma triangular en las tres fases, la tasa de armónicos de alta frecuencia de la tensión en modo común es superior a la del modo diferencial.

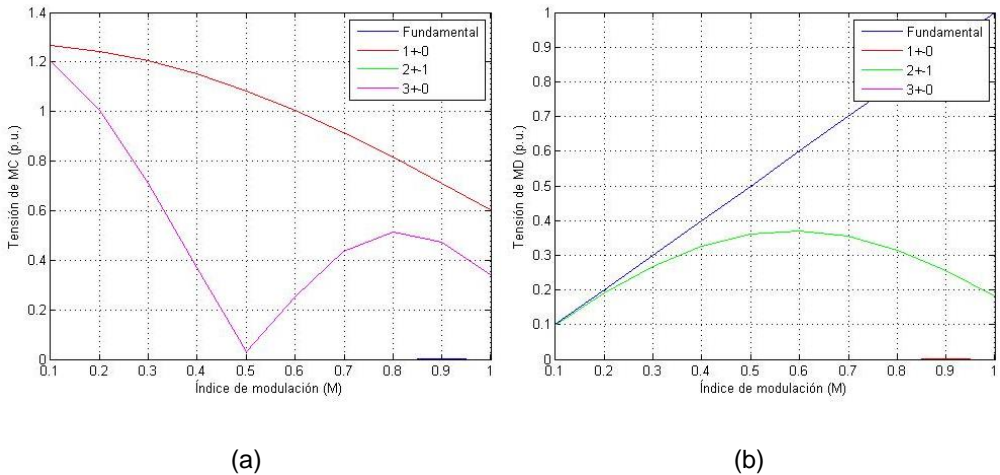


Fig. 3.17– Variación de los armónicos en p.u. con respecto al índice de modulación, M de la tensión en modo común (a) y modo diferencial (b) con las tres triangulares en fase.

Si en lugar de utilizar la misma triangular se utilizan tres desfasadas 120° entre sí, se reducen los componentes de alta frecuencia de la tensión en modo común con respecto a los del modo diferencial. Esta es precisamente una de las propuestas de reducción de

corrientes en modo común que se puede encontrar en la bibliografía [69]. La figura Fig. 3. 18 es equivalente a la anterior, pero cuando las tres triangulares de cada rama están desfasadas 120° entre sí:

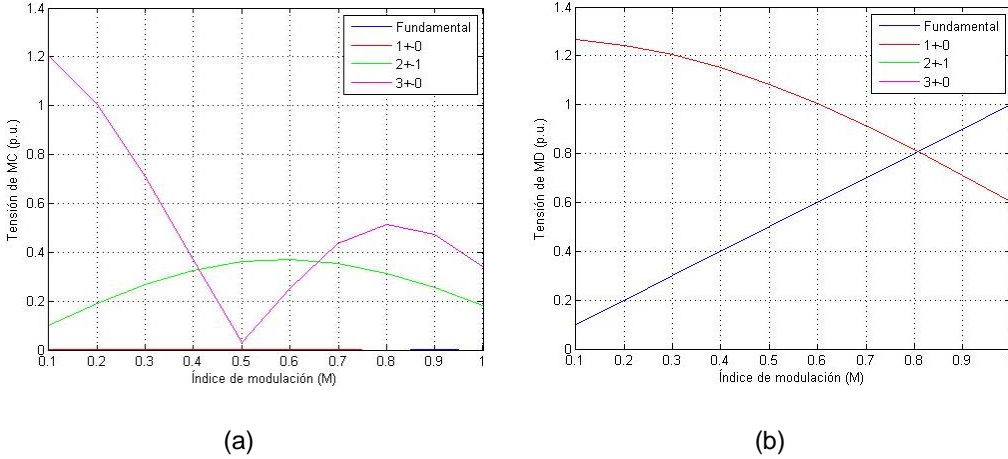


Fig. 3. 18 – Variación de los armónicos en p.u. con respecto al índice de modulación, M de la tensión en modo común (a) y modo diferencial (b) con las tres triangulares desfasadas 120°.

Con el fin de reducir al máximo la componente armónica en modo diferencial, normalmente la portadora triangular de las tres fases suele ser la misma. A lo largo de esta tesis también se seguirá este criterio.

Tal y como se puede observar en la figura Fig. 3. 13, en un sistema fotovoltaico existen capacidades parásitas, C_{pvg} , C_{pg} y C_{ps} , que permiten la circulación de corrientes por tierra. Esta corriente es conocida como corriente en modo común, i_{mc}^{\wedge} , y se define como la suma de todas las corrientes instantáneas del circuito, i_r^{\wedge} , i_s^{\wedge} y i_t^{\wedge} :

$$i_{mc}^{\wedge} = i_r^{\wedge} + i_s^{\wedge} + i_t^{\wedge} \quad (3. 44)$$

De igual manera, se define la corriente en modo diferencial de cada fase, i_{rmd}^{\wedge} , i_{smd}^{\wedge} y i_{tmd}^{\wedge} , como la diferencia entre la corriente de rama instantánea correspondiente y la corriente en modo común dividida por el número de fases:

$$\begin{aligned}
 \hat{i}_r &= \hat{i}_{rmd} + \frac{\hat{i}_{mc}}{3} \rightarrow \hat{i}_{rmd} = \hat{i}_r - \frac{\hat{i}_{mc}}{3} \\
 \hat{i}_s &= \hat{i}_{smd} + \frac{\hat{i}_{mc}}{3} \rightarrow \hat{i}_{smd} = \hat{i}_s - \frac{\hat{i}_{mc}}{3} \\
 \hat{i}_t &= \hat{i}_{tmd} + \frac{\hat{i}_{mc}}{3} \rightarrow \hat{i}_{tmd} = \hat{i}_t - \frac{\hat{i}_{mc}}{3}
 \end{aligned} \tag{3.45}$$

El valor de la corriente en modo común depende de los elementos que componen el sistema fotovoltaico, y también de la tensión en modo común que genera el inversor. Con el fin de conocer su valor de la forma más precisa posible, es necesario obtener el circuito en modo común del Inversor Centralizado.

3.4.2.4 Circuito en modo común.

El punto de partida para obtener el circuito en modo común de este inversor es el esquema completo del Inversor Centralizado de la figura Fig. 3. 19. Se define C_{tg} como el paralelo de las dos capacidades parásitas del transformador, C_{pg} y C_{ps} .

$$C_{tg} = C_{pg} + C_{ps} \tag{3.46}$$

Con lo que:

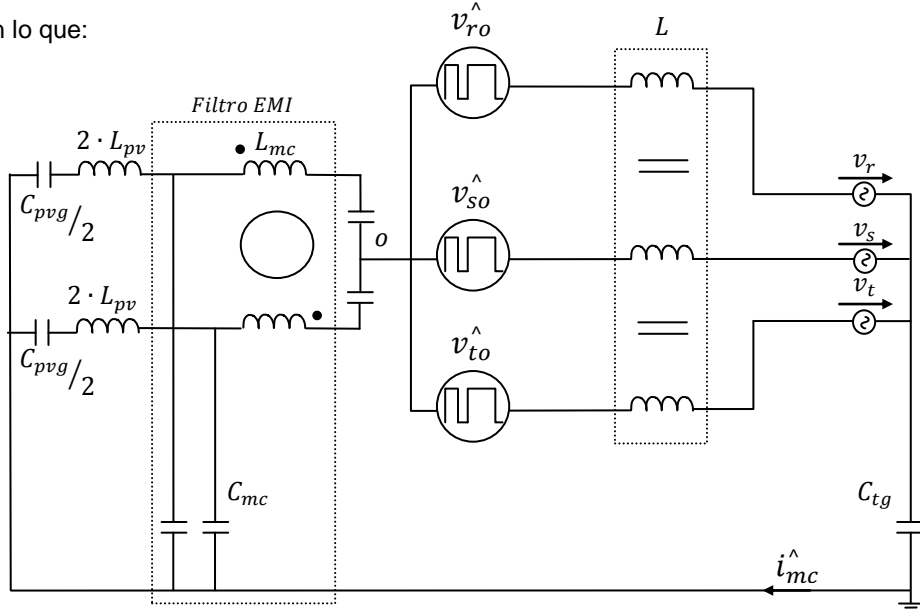


Fig. 3. 19 – Modelo en modo común con tres fuentes de tensión.

En la figura Fig. 3. 20 se ha simplificado la figura anterior mediante circuitos equivalentes Thevenin, con el fin de mejorar la compresión de la misma. Las inductancias y

capacidades parásitas del campo solar se unifican, así como el filtro EMI. Los condensadores de la entrada de DC del inversor son eliminados ya que debido a su elevado valor y la alta frecuencia de la fuente de tensión en modo común, se comportan como un cortocircuito. Las tensiones de rama instantáneas de cada una de las fases son divididas en dos fuentes de tensión correspondientes al modo común y modo diferencial de cada una de ellas, (3. 43). Además, la inductancia trifásica es dividida en dos (3. 2). Por una parte la inductancia asociada al flujo magnético que circula por el núcleo de la bobina, y que llamaremos inductancia magnética, L_m . La inductancia magnética tiene las tres fases absolutamente acopladas magnéticamente y está asociada únicamente a las corrientes en modo diferencial que circulan por la misma, \hat{i}_{rmd} , \hat{i}_{smd} y \hat{i}_{tmd} . Por otra parte está la inductancia asociada al flujo magnético que circula por el aire, y que llamaremos inductancia de fugas, L_f . La inductancia de fugas de una fase queda desacoplada de las otras dos, por lo que esta inductancia queda asociada tanto a la corriente en modo diferencial como a la de modo común. Esta disociación de los elementos del circuito en modo común y modo diferencial es muy habitual a la hora de acometer este tipo de análisis [68].

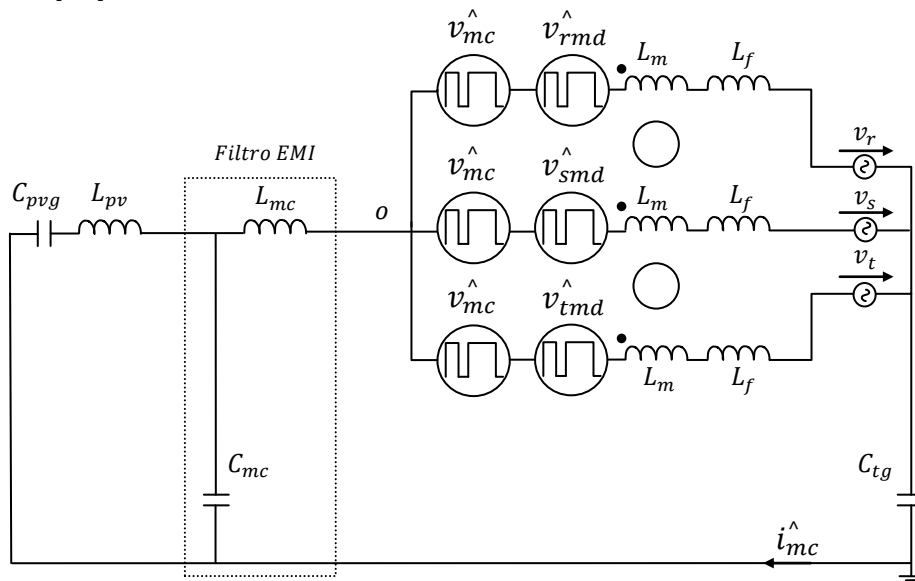


Fig. 3. 20 – Modelo en modo común disociando los elementos en modo común y modo diferencial.

Para obtener el valor de la inductancia asociada al modo diferencial, L_{MD} , y la asociada al modo común, L_{MC} , es preciso referirse de nuevo a la ecuación que determina la tensión de una inductancia trifásica en función de sus tres corrientes. Cogiendo como ejemplo la fase r:

$$v_{Lr}^{\wedge} = L \cdot \frac{di_r^{\wedge}}{dt} - M \cdot \frac{di_s^{\wedge}}{dt} - M \cdot \frac{di_t^{\wedge}}{dt} \quad (3. 47)$$

Dividiendo las corrientes instantáneas de (3. 47) en corrientes de modo común y modo diferencial tal y como se define en (3. 45), se obtiene:

$$v_{Lr}^{\wedge} = \left(L \cdot \frac{di_{rmd}^{\wedge}}{dt} - M \cdot \frac{di_{smd}^{\wedge}}{dt} - M \cdot \frac{di_{tmd}^{\wedge}}{dt} \right) + \frac{1}{3} \cdot \frac{di_{mc}^{\wedge}}{dt} \cdot (L - 2 \cdot M) \quad (3. 48)$$

Como por definición la suma de las corrientes en modo diferencial del sistema es igual a cero, $i_{rmd}^{\wedge} + i_{smd}^{\wedge} + i_{tmd}^{\wedge} = 0$, la expresión (3. 48) puede simplificarse:

$$v_{Lr}^{\wedge} = (L + M) \cdot \frac{di_{rmd}^{\wedge}}{dt} + \frac{di_{mc}^{\wedge}}{dt} \cdot \frac{(L - 2 \cdot M)}{3} \quad (3. 49)$$

En (3. 49) se concluye que la inductancia asociada a la corriente diferencial, tiene un valor de $(L + M)$. Igualmente, la inductancia asociada a la corriente en modo común tiene un valor de $\frac{(L - 2 \cdot M)}{3}$. Es el valor resultante de realizar el paralelo de las tres inductancia de fugas, una por cada fase, (3. 5).

$$\begin{aligned} L_{MD} &= L + M \\ L_{MC} &= \frac{(L - 2 \cdot M)}{3} = \frac{L_f}{3} \end{aligned} \quad (3. 50)$$

La siguiente figura unifica la fuente de tensión en modo común de la figura Fig. 3. 20 en una sola:

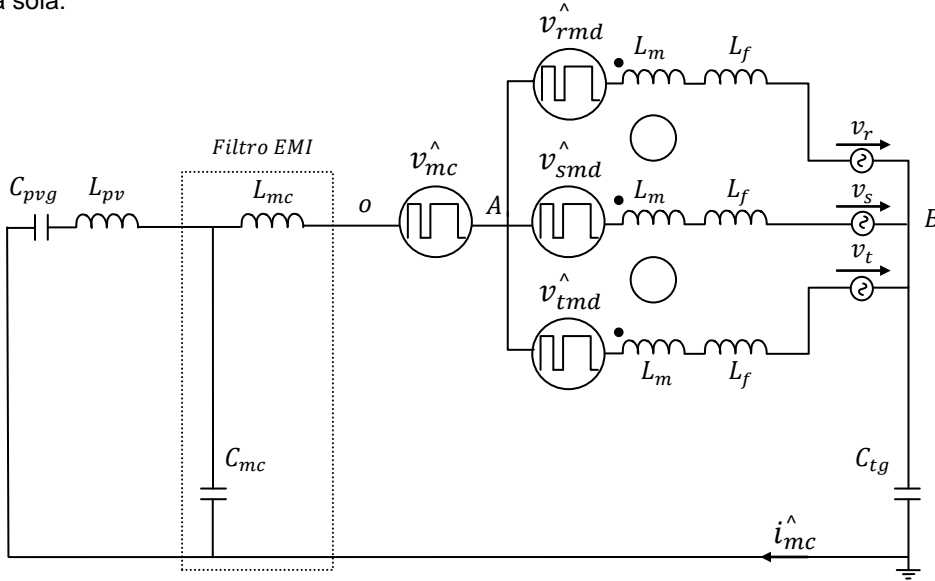


Fig. 3. 21 – Modelo en modo común disociando los elementos en modo común y modo diferencia, unificando la fuente de tensión en modo común.

Teniendo en cuenta que por definición $\hat{v}_{rmd} + \hat{v}_{smd} + \hat{v}_{tmd} = 0$, (3. 43), y asumiendo que la red eléctrica está equilibrada, $v_r + v_s + v_t = 0$, el circuito equivalente Thevenin entre los puntos A y B de la figura Fig. 3. 21 está compuesto por una fuente de tensión de 0V y el paralelo de las inductancias L_m y L_f . Como además L_m está acoplada magnéticamente, no presenta inductancia alguna frente a la única fuente de tensión que queda en el circuito, \hat{v}_{mc} , con lo que puede ser eliminada. El circuito final para analizar el modo común queda tal y como se puede ver en la figura Fig. 3. 22:

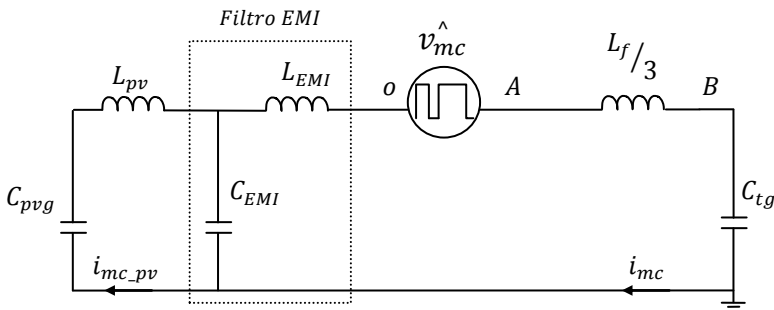


Fig. 3. 22 – Modelo en modo común del Inversor Centralizado.

3.4.3 Elección del filtro EMI

El dimensionamiento teórico del filtro EMI es una tarea difícil de realizar debido a la incertidumbre que existe a la hora de modelar cada uno de los elementos que componen el circuito en modo común. Es por ello que frecuentemente estos filtros se ajustan de forma empírica, en laboratorios especializados capacitados para realizar las pruebas de compatibilidad electromagnética correspondientes, [63].

A pesar de esta dificultad, es aconsejable partir de un filtro EMI inicial cuyos parámetros hayan sido calculados de forma que las diferentes resonancias del circuito en modo común no se exciten por la fuente de tensión en modo común, \hat{v}_{mc} , ya que esto podría provocar unos niveles de corriente en modo común extremadamente altos.

Por ello, es preciso obtener la función de transferencia de las corrientes en modo común en función de la fuente de tensión. Partiendo de la figura Fig. 3. 22, se puede obtener la función de transferencia para la corriente en modo común, H_{mc} :

$$H_{mc} = \frac{\hat{i}_{mc}}{\hat{v}_{mc}} = \frac{1}{\frac{(3 \cdot C_{tg} \cdot L_{EMI} + C_{tg} \cdot L_f) \cdot s^2 + 3}{3 \cdot C_{tg} \cdot s} + \frac{(C_{pvg} \cdot L_{pv}) \cdot s^2 + 1}{(C_{EMI} \cdot C_{pvg} \cdot L_{pv}) \cdot s^3 + (C_{EMI} + C_{pvg}) \cdot s}} \quad (3. 51)$$

Para calcular la función de transferencia de la corriente en modo común que circula por el campo solar, $H_{mc_{pv}}$, es suficiente con hacer un divisor de corriente de H_{mc} :

$$H_{mc_{pv}} = \frac{\hat{i}_{mc_{pv}}}{\hat{v}_{mc}} = H_{mc} \cdot \frac{C_{pvg}}{C_{pvg} + C_{EMI} + C_{pvg} \cdot C_{EMI} \cdot L_{pv} \cdot s^2} \quad (3. 52)$$

Las dos funciones de transferencia, H_{mc} y $H_{mc_{pv}}$, tienen dos resonancias, f_{r1} y f_{r2} , las cuales se calculan anulando el denominador de (3. 51). El resultado es el siguiente:

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{Z} + C_{tg} \cdot L_e \cdot (C_{EMI} + C_{pvg}) + 3 \cdot C_{pvg} \cdot L_{pv} \cdot (C_{EMI} + C_{tg})}{2 \cdot C_{EMI} \cdot C_{pvg} \cdot C_{tg} \cdot L_e \cdot L_{pv}}}$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{C_{EMI} \cdot C_{tg} \cdot L_e - \sqrt{Z} + C_{pvg} \cdot (C_{tg} \cdot L_e + 3 \cdot L_{pv} \cdot (C_{EMI} + C_{tg}))}{2 \cdot C_{EMI} \cdot C_{pvg} \cdot C_{tg} \cdot L_e \cdot L_{pv}}}$$

(3. 53)

Siendo Z :

$$Z = \left((C_{EMI} + C_{pvg}) \cdot C_{tg} \cdot L_e \right)^2 - 6 \cdot C_{pvg} \cdot C_{tg} \cdot L_{pv} \cdot L_e \cdot \left(C_{EMI}^2 + (C_{pvg} + C_{tg}) \cdot C_{EMI} - C_{pvg} \cdot C_{tg} \right) + \left(3 \cdot C_{pvg} \cdot L_{pv} \cdot (C_{EMI} + C_{tg}) \right)^2 \quad (3.54)$$

Y siendo L_e :

$$L_e = 3 \cdot L_{EMI} + L_f \quad (3.55)$$

A la hora de diseñar el filtro EMI, se escogerán los valores de C_{EMI} y L_{EMI} de forma que las resonancias f_{r1} y f_{r2} no se vean excitadas por los armónicos de alta frecuencia de la fuente de tensión en modo común, que tal y como se ve en la figura Fig. 3. 17 (a) corresponden a los armónicos impares de la frecuencia de conmutación, f_c .

Con el fin de realizar un ejemplo de dimensionamiento del filtro EMI, se ha escogido el caso del Inversor Centralizado definido previamente a través de a las tablas Tabla II y Tabla III. Los diferentes elementos del circuito en modo común son los que aparecen en la a continuación:

Tabla IV

ELEMENTOS DEL CIRCUITO EN MODO COMÚN DEL INVERSOR CENTRALIZADO DE 625 KW

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Elementos parásitos del circuito en modo común			
L_f	36μH	C_{tg}	100nF
C_{pvg_max}	125uF	L_{pv_max}	119uH
C_{pvg_min}	5uF	L_{pv_min}	10uH
Elementos del filtro EMI			
C_{EMI}	100nF	L_{EMI}	200uH

Como tanto la capacidad del campo solar a tierra, C_{pvg} , como la inductancia del campo solar, L_{pv} , varían en función de la instalación, las condiciones climáticas y el tipo de panel solar utilizado entre otros factores, se han definido unos valores máximos y mínimos de dichas variables. Se comprobará el resultado para estos valores extremos.

La siguiente imagen muestra la respuesta frecuencial de H_{mc} para los parámetros presentados en la Tabla IV. Se aprecia cómo el filtro EMI, C_{EMI} y L_{EMI} , ha sido escogido de forma que las resonancias del sistema no coincidan con los principales armónicos de la fuente de tensión en modo común, v_{mc}^{\wedge} . Cada uno de los cuatro bodes corresponde con una combinación entre las variables $C_{pv_g_{max}}$, $C_{pv_g_{min}}$, $L_{pv_{max}}$ y $L_{pv_{min}}$. Se observa cómo ninguno de los armónicos de v_{mc}^{\wedge} excitan ninguna de las resonancias para los casos analizados:

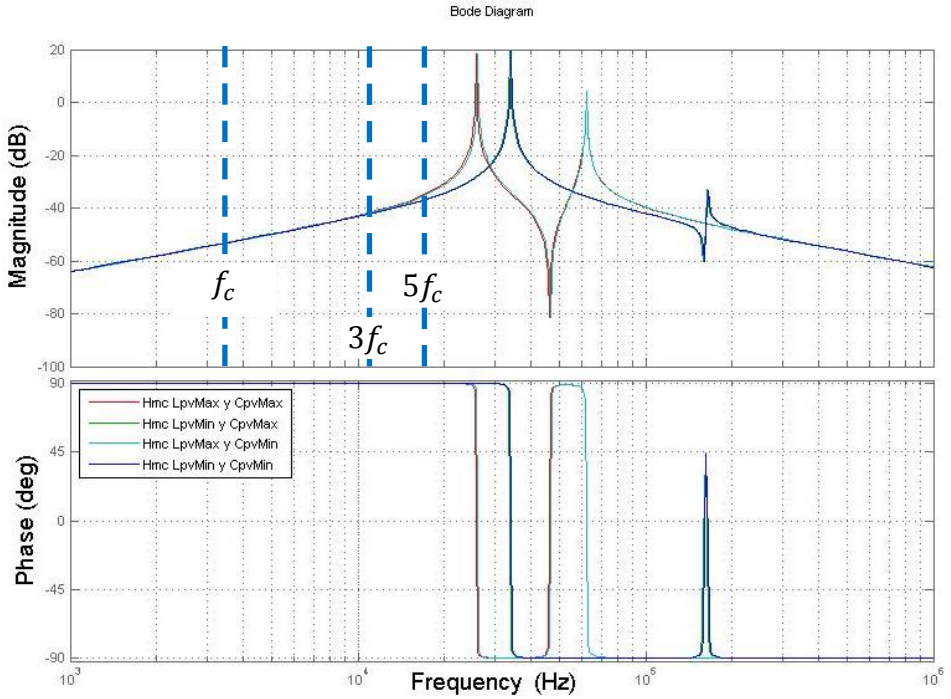


Fig. 3. 23 – Bode de las funciones de transferencia de las corrientes en modo común, H_{mc} .

Igualmente, también se han obtenido los bodes para la corriente que circula por el campo solar, $H_{mc_{pv}}$.

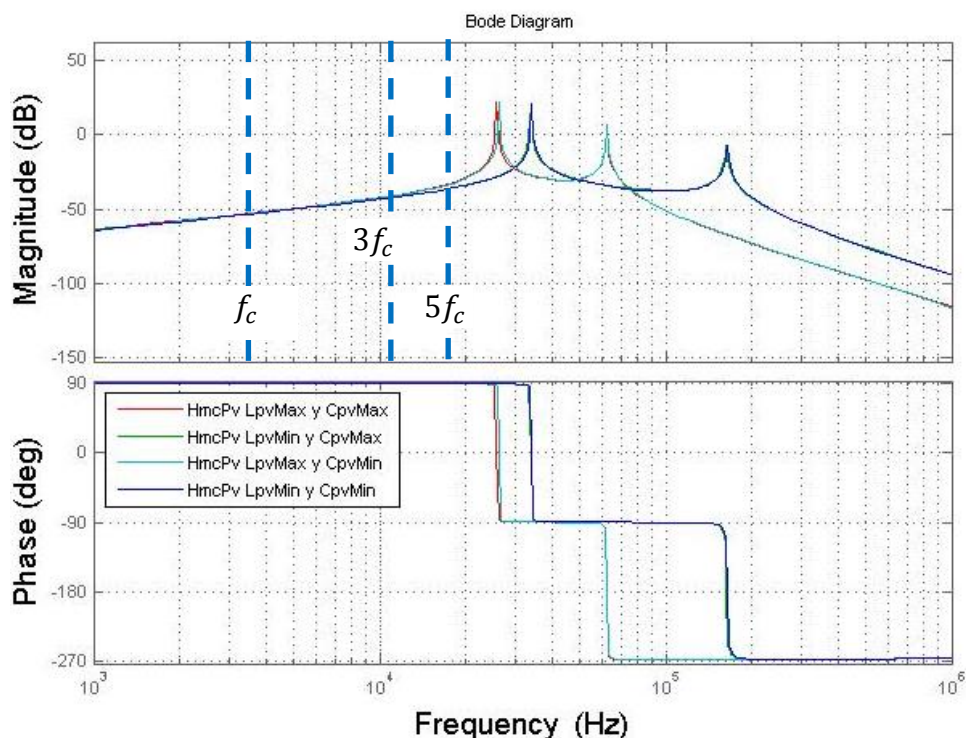


Fig. 3. 24 – Bode de las funciones de transferencia de las corrientes en modo común, H_{mc_pv} .

Se concluye que en ningún caso, independientemente del valor de C_{pv} y de L_{pv} , las resonancias del sistema se ven excitadas ni por el primer ni por el tercer ni por el quinto armónico de v_{mc} . Es posible que en algún caso armónicos impares superiores al quinto exciten alguna de las frecuencias de resonancia, pero habitualmente esto no supone un problema debido a que la amplitud de los armónicos disminuye conforme aumenta la frecuencia del mismo, (3. 41). En cualquier caso, para evitar problemas con estos pequeños armónicos de alta frecuencia el filtro EMI se amortigua, por ejemplo, conectando una red RC en paralelo con el condensador.

Inversor Multi-String

4.1 Introducción

En este capítulo se va a analizar la arquitectura Multi-String, que se basa en paralelizar N Inversores Centralizados con lado de AC común y de DC independiente. El campo solar se divide en N subcampos, conectándose cada uno de estos subcampos a uno de los inversores. Comparándolos con un Inversor Centralizado, estos inversores son de una potencia N veces inferior. Al compartir el lado de AC, todos los inversores están conectados al mismo transformador. Los lados de DC en cambio están aislados entre sí, con lo que a cada uno de los inversores se le conecta un subcampo solar de potencia igual a la potencia máxima de dicho inversor. El hecho de dividir el campo solar en N partes independientes permite realizar un MPPT diferenciado para cada zona del campo solar. Tal y como se ha visto en el capítulo 2, el tener diferentes MPPTs es una de las ventajas principales de esta arquitectura y conlleva que el Inversor Multi-String sea el de mejor eficiencia del MPPT. En la figura Fig. 4. 1 se muestra el esquema de la arquitectura del Inversor Multi-String.

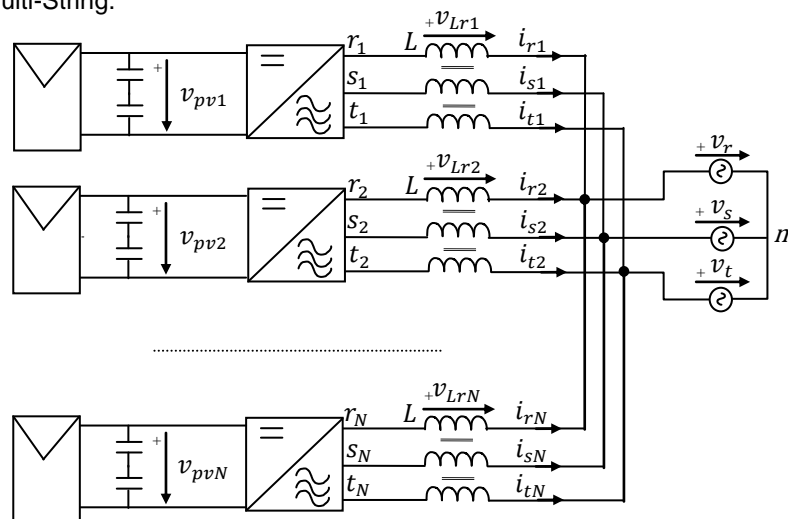


Fig. 4. 1 – Inversor Multi-String.

Para analizar el control de corriente y tensión de este tipo de inversores, se utilizarán las variables medias instantáneas de tensión y corriente. Estas medias no contemplan los

armónicos de alta frecuencia fruto de realizar la modulación PWM. Al no contemplar estos armónicos de alta frecuencia, las capacidades parásitas entre inversores pueden ser despreciadas ya que su valor ohmico es muy alto. Por lo tanto, desde el punto de vista del control, se puede asumir que los inversores están aislados el uno del otro en el lado de DC, con lo que no es posible la existencia de corrientes entre ellos. Es por ello que el sumatorio de las tres corrientes de cualquier inversor seguirá siendo igual a cero.

$$\begin{aligned} i_{r1} + i_{s1} + i_{t1} &= 0 \\ i_{r2} + i_{s2} + i_{t2} &= 0 \\ &\dots \\ i_{rN} + i_{sN} + i_{tN} &= 0 \end{aligned} \quad (4.1)$$

La expresión (4. 1) es equivalente a la planteada para el caso del Inversor Centralizado en la ecuación (3. 1) y es que, en lo que se refiere al control, cada uno de los inversores que componen el Inversor Multi-String se comportan como un Inversor Centralizado. Es por ello que el control en cascada propuesto para el Inversor Centralizado, y descrito en la figura Fig. 3. 2, se puede utilizar en cada uno de los inversores de los que está compuesto el Inversor Multi-String. Es decir, tanto el control general en cascada como el control de tensión y los controles de corriente utilizados en cada uno de los inversores del Inversor Multi-String son exactamente iguales al propuesto y analizado a lo largo del capítulo 3 correspondiente al Inversor Centralizado. Por lo tanto, todo lo referente al control visto en el capítulo anterior puede aplicarse también al Inversor Multi-String.

4.2 Modelo de modo común

4.2.1 Introducción

Tal y como sucede con los Inversores Centralizados, los Inversores Multi-String también se conectan a la red eléctrica a través de un transformador estrella-triángulo con el neutro de la estrella aislado en el lado del inversor, red IT. Es por ello que en este caso también se inyectarán corrientes en modo común a la red eléctrica a través de la capacidad parásita del transformador a tierra. Los Inversores Multi-String están compuestos por N inversores en paralelo, con lo que en este caso los N inversores generarán corrientes en modo común cuya suma circulará por esta capacidad parásita. En definitiva, en lo que se refiere a la inyección de corrientes en modo común a la red, el sistema será equivalente a tener N Inversores centralizados en paralelo conectados a un mismo transformador.

Además, aunque los campos solares de estos N inversores están aislados el uno del otro, pueden circular corrientes en modo común de un inversor a otro a través de las capacidades parásitas de los campos solares conectados a cada inversor. Estas

corrientes pueden alcanzar magnitudes muy elevadas en función del valor de la capacidad y la impedancia a tierra, la tensión de trabajo de cada inversor así como los filtros EMI. Si no se diseña correctamente el sistema, estas corrientes pueden llegar a ser muy perjudiciales para el resto de sistemas eléctricos y electrónicos de la instalación y de los alrededores, incumpléndose además la normativa de compatibilidad electromagnética que aplica a estos inversores [63].

4.2.2 Descripción del sistema

Como la arquitectura del Inversor Multi-String es equivalente a conectar N inversores Centralizados a un mismo transformador, el modelo en modo común es similar al presentado para el caso del Inversor Centralizado en la figura Fig. 3. 22, pero multiplicado por el número de inversores, N . En la figura Fig. 4. 2 se presenta el modelo en modo común para un Inversor Multi-String. Los elementos de este modelo son equivalentes a los del Inversor Centralizado:

- La capacidad C_{pvg} es la capacidad parásita del campo solar a tierra y depende de la cantidad y tipo de paneles solares utilizados, del tipo de instalación y de las condiciones climáticas y geográficas. Normalmente todos los inversores se conectan a la misma cantidad y tipo de paneles, se instalan de la misma forma y sufren las mismas condiciones geográficas y climáticas. Es por ello que se ha supuesto la misma capacidad parásita para todos ellos.
- La inductancia L_{pv} es la inductancia parásita de los cables. Depende del tipo de cable utilizado y del recorrido desde el campo solar hasta el inversor. Debido a la simetría de las instalaciones solares, y a que el inversor normalmente se coloca en el medio de su campo solar asociado para minimizar la cantidad de cable utilizado, tanto el tipo de cable con el recorrido del mismo será similar en todos los inversores. Es por ello que se supone una misma inductancia parásita para todos ellos.
- La inductancia L_{EMI} y el condensador C_{EMI} componen el filtro EMI de cada inversor, y despreciando la tolerancia de los componentes se suponen iguales.
- Lo mismo ocurre con la inductancia de fugas de cada inversor, L_f . Como se utilizan las mismas inductancias trifásicas, se asume que tienen el mismo valor.
- La capacidad C_{tg} es la capacidad del transformador a tierra. Por ella circula la corriente en modo común generada por todos los inversores, i_{mc} .

- Las corrientes $\hat{i}_{mc_pv_1}$, $\hat{i}_{mc_pv_2}$ y $\hat{i}_{mc_pv_N}$ son las corrientes en modo común de los campos solares asociados a cada uno de los N inversores en valor instantáneo, es decir, contemplando los armónicos de conmutación de alta frecuencia. Parte de la corriente en modo común de cada inversor circulará por la capacidad parásita del transformador a tierra, C_{tg} , y el resto de corriente circulará a través del resto de inversores. La corriente en modo común, por lo tanto, puede ser mayor en un Inversor Multi-String que en un Inversor Centralizado, ya que al camino por la capacidad parásita del transformador se le une el camino por el resto de inversores. Este efecto habrá que tenerlo en cuenta a la hora de diseñar los filtros de modo común.

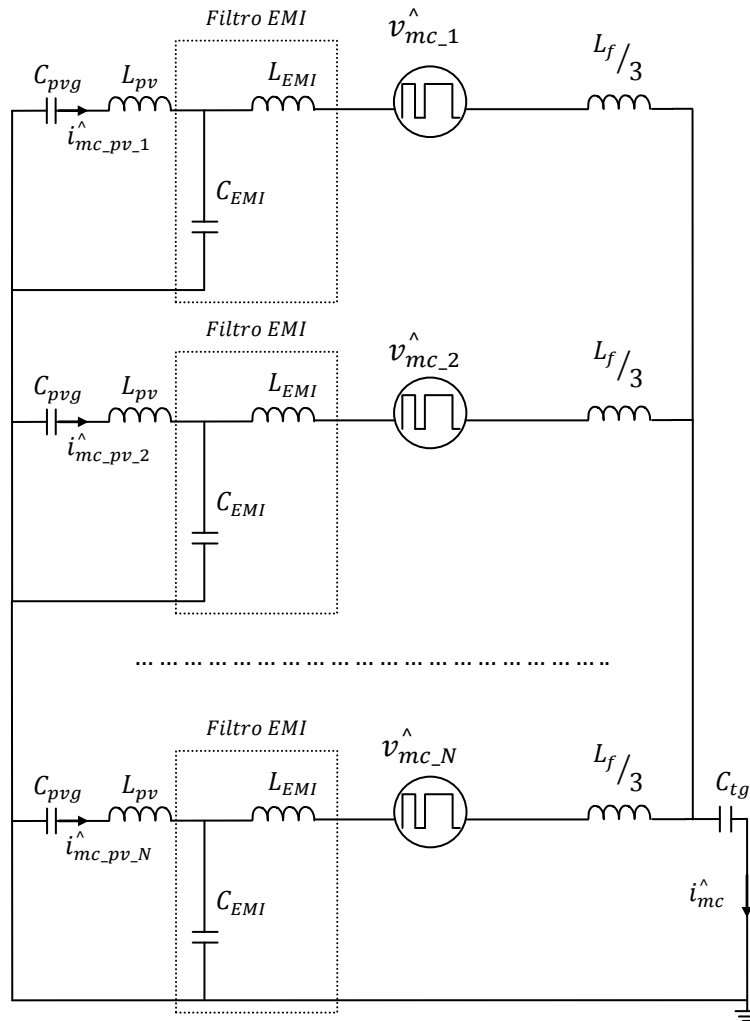


Fig. 4. 2 – Modelo en modo común del Inversor Multi-String.

La magnitud de las corrientes que circulan de un inversor a otro, dependen de las impedancias del sistema y de la diferencia de tensión entre las diferentes fuentes. Cuanto mayor sea la diferencia de tensión entre dos fuentes, mayor será la corriente que circule entre los inversores. Es por ello que conviene que las diferentes fuentes de tensión en modo común tengan un valor lo más parecido posible.

La figura Fig. 3. 17(a) muestra los principales armónicos de la tensión en modo común generada por cada uno de los inversores. Esta tensión está compuesta por los armónicos impares de la frecuencia de conmutación, definidos en (3. 41) y cuya amplitud depende de la tensión del campo solar. El valor instantáneo de dichos armónicos depende de la frecuencia de conmutación o frecuencia de la portadora triangular, w_c , y del desfase de la portadora φ . La frecuencia de la fundamental modulante, w_F , así como su desfase, θ , también pueden influir, pero se asumen iguales en todos los inversores ya que están conectados a la misma red eléctrica y normalmente trabajan con el mismo factor de potencia. En conclusión, para minimizar las corrientes en modo común, las fuentes de tensión en modo común de los N inversores tienen que ser iguales, y para ello es necesario que trabajen a la misma tensión en el lado de DC y que la frecuencia de la portadora triangular sea igual, en frecuencia y en fase. El primero de los requerimientos no es posible asegurarlo, ya que una de las ventajas del Inversor Multi-String es precisamente tener múltiples MPPTs, con lo que la tensión en DC de cada uno de los inversores puede ser ligeramente diferente. El segundo requerimiento en cambio se puede cumplir fácilmente a pesar de tratarse de inversores individuales con control y PWM propios. El método consiste en sincronizar las señales triangulares de los diferentes PWMs de cada inversor, generalmente mediante pulsos de luz a través de cables de fibra óptica. Estos pulsos de luz indican el inicio de cada ciclo de la triangular y llegan a cada inversor simultáneamente. Gracias a estos pulsos, los diferentes inversores que componen un Inversor Multi-String utilizan la misma señal triangular para realizar el PWM, tanto en frecuencia como en fase y la única diferencia entre las diferentes fuentes de tensión en modo común es la amplitud, debido a trabajar con campos solares diferentes a diferente tensión.

4.2.3 Elección del filtro EMI

Igual que ocurre en el caso del Inversor Centralizado, en el caso del Inversor Multi-String los filtros de corrientes en modo común suelen diseñarse en pruebas empíricas realizadas en laboratorios de EMC. Estos laboratorios son capaces de realizar las pruebas de compatibilidad electromagnética correspondientes, [63].

A pesar de ello, es aconsejable partir de un filtro EMI inicial cuyos parámetros hayan sido calculados de forma que las diferentes resonancias del sistema en modo común no se exciten por los principales armónicos de las fuentes de tensión en modo común

asociadas a cada inversor. En el caso de que estos armónicos de tensión excitasen estas resonancias, las corrientes en modo común podrían alcanzar valores muy altos.

Para poder realizar un diseño preliminar de los filtros EMI sin riesgo de que las diferentes frecuencias de resonancia se vean excitadas por las fuentes de tensión en modo común, es necesario calcular las funciones de transferencia de las corrientes en función de la tensión en modo común. A continuación se obtendrá la función de transferencia que relaciona la corriente en modo común por el transformador, \hat{i}_{mc} , en función del valor de las fuentes de tensión, H_{mc} . De la misma forma, también se obtendrá la expresión que relaciona la corriente por el campo solar asociado a cualquier inversor, el primero por ejemplo, $\hat{i}_{mc_pv_1}$, con la tensión en modo común que el mismo genera.

Se parte de la figura Fig. 4. 2, y se simplifica el esquema obteniendo los circuitos equivalentes de Thevenin de cada inversor. Siendo s el operador de Laplace, la impedancia Thevenin, Z_{th} , tiene el siguiente valor:

$$Z_{th} = s \cdot \left(\frac{L_f}{3} + L_{EMI} \right) + \frac{(C_{pvg} \cdot L_{pv}) \cdot s^2 + 1}{(C_{EMI} \cdot C_{pvg} \cdot L_{pv}) \cdot s^3 + (C_{EMI} + C_{pvg}) \cdot s} \quad (4. 2)$$

Con lo que el esquema del circuito en modo común se puede simplificar de la siguiente manera:

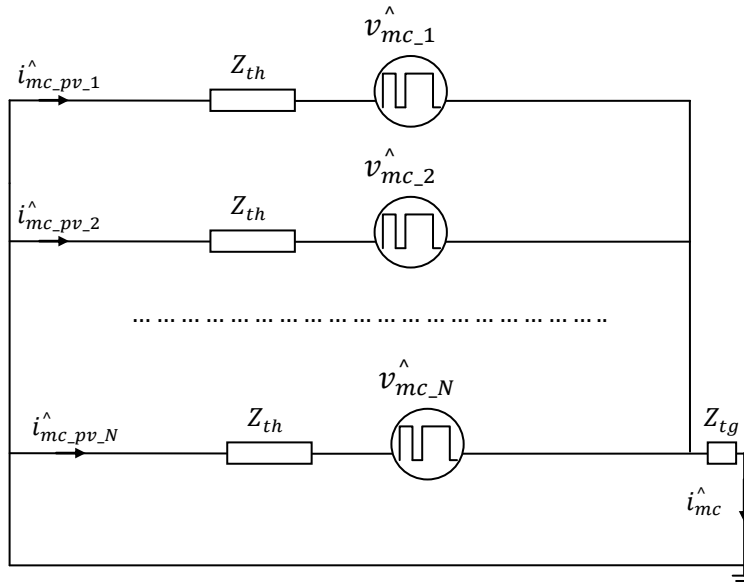


Fig. 4. 3 – Modelo en modo común del Inversor Multi-String simplificado mediante circuitos equivalentes Thevenin.

A la hora obtener el valor de la corriente por la capacidad parásita del transformados, \hat{i}_{mc} , se va a suponer que todas las fuentes de tensión en modo común son iguales, y su valor es \hat{v}_{mc} . La función de transferencia que relaciona estas tensiones y corrientes es la siguiente:

$$H_{mc} = \frac{\hat{i}_{mc}}{\hat{v}_{mc}} = \frac{1}{Z_{th}/N + Z_{tg}} \quad (4.3)$$

Siendo Z_{tg} la impedancia del transformador:

$$Z_{tg} = 1/(s \cdot C_{tg}) \quad (4.4)$$

Sustituyendo (4.2) y (4.4) en (4.3) se puede obtener la función de transferencia de la corriente en modo común \hat{i}_{mc} en función de la tensión en modo común:

$$H_{mc} = \frac{N}{\frac{(3 \cdot L_{EMI} \cdot C_{tg} + L_f \cdot C_{tg}) \cdot s^2 + 3 \cdot N}{3 \cdot C_{tg} \cdot s} + \frac{(C_{pvg} \cdot L_{pv}) \cdot s^2 + 1}{C_{EMI} \cdot C_{pvg} \cdot L_{pv} \cdot s^3 + (C_{EMI} + C_{pvg}) \cdot s}} \quad (4.5)$$

Al analizar (4.5) se observa cómo la expresión es muy similar a la obtenida para el caso del Inversor Centralizado, (3.51), pero prácticamente multiplicando la magnitud por el número de inversores, N . De esta forma, al paralelizar los inversores trifásicos la corriente en modo común por el transformador se multiplica por N .

La función de transferencia H_{mc} tienen dos resonancias, f_{r1} y f_{r2} , las cuales se calculan anulando el denominador de (4.5). El resultado es el siguiente:

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{Z} + C_{tg} \cdot L_e \cdot (C_{EMI} + C_{pvg}) + 3 \cdot C_{pvg} \cdot L_{pv} \cdot (N \cdot C_{EMI} + C_{tg})}{2 \cdot C_{EMI} \cdot C_{pvg} \cdot C_{tg} \cdot L_e \cdot L_{pv}}}$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{C_{EMI} \cdot C_{tg} \cdot L_e - \sqrt{Z} + C_{pvg} \cdot (C_{tg} \cdot L_e + 3 \cdot L_{pv} \cdot (N \cdot C_{EMI} + C_{tg}))}{2 \cdot C_{EMI} \cdot C_{pvg} \cdot C_{tg} \cdot L_e \cdot L_{pv}}}$$

(4.6)

Siendo Z :

$$Z = \left((C_{EMI} + C_{pvg}) \cdot C_{tg} \cdot L_e \right)^2 - 6N \cdot C_{pvg} \cdot C_{tg} \cdot L_{pv} \cdot L_e \cdot \left(C_{EMI}^2 + \left(C_{pvg} + \frac{C_{tg}}{N} \right) \cdot C_{EMI} - C_{pvg} \cdot \frac{C_{tg}}{N} \right) + \left(3C_{pvg} \cdot L_{pv} \cdot (N \cdot C_{EMI} + C_{tg}) \right)^2 \quad (4.7)$$

Y siendo L_e :

$$L_e = 3 \cdot L_{EMI} + L_f \quad (4.8)$$

Con el fin de obtener la corriente en modo común por el campo solar de uno de los inversores, el primero por ejemplo, se puede obtener el equivalente Thevenin del resto de los inversores, tal y como se muestra en la figura Fig. 4. 4. La impedancia Thevenin es igual a $\left(\frac{Z_{th}}{(N-1)} \right)$ y la tensión Thevenin es igual al valor de tensión de las fuentes de todos los inversores, que se supondrán iguales, $(v_{mc_th} = v_{mc_2} = v_{mc_3} = \dots = v_{mc_N})$.

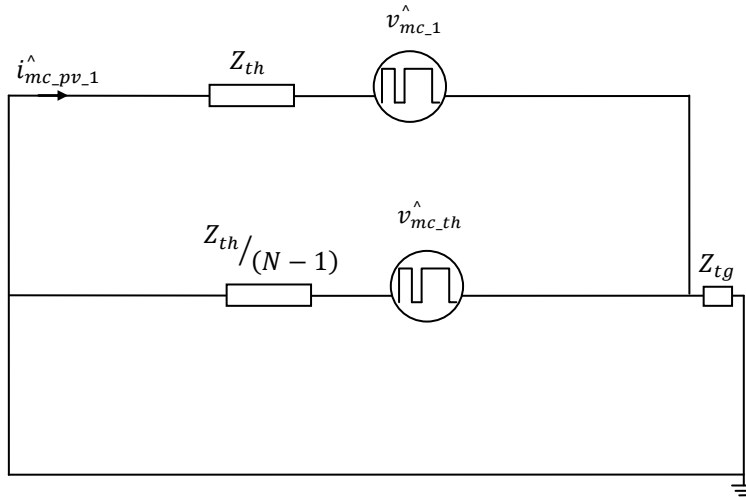


Fig. 4. 4 – Simplificación del circuito en modo común de $i_{mc_pv_1}$ mediante circuitos equivalentes Thevenin.

Finalmente, se obtendrá el equivalente Thevenin del resto de inversores y de la impedancia a tierra del transformador:

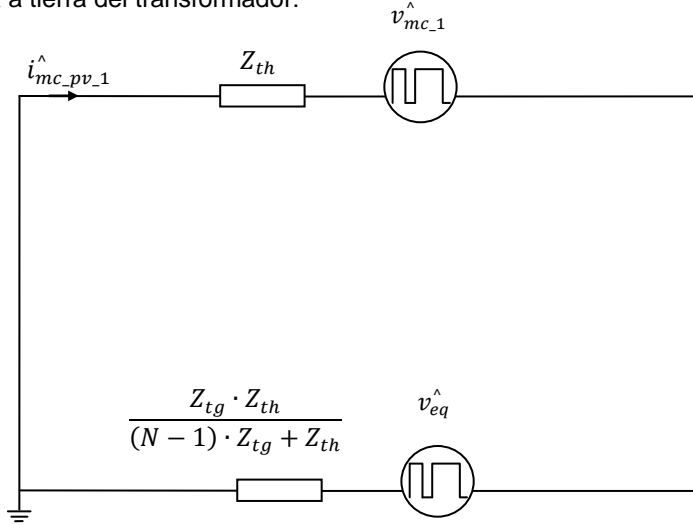


Fig. 4. 5 – Simplificación del circuito en modo común de $i_{mc_pv_1}^{\wedge}$ mediante circuitos equivalentes Thevenin.

Siendo v_{eq} la tensión equivalente Thevenin:

$$v_{eq}^{\wedge} = v_{mc_th}^{\wedge} \cdot \frac{(N-1) \cdot Z_{tg}}{Z_{th} + (N-1) \cdot Z_{tg}} \quad (4. 9)$$

Una vez obtenido el circuito equivalente, Fig. 4. 5, es muy sencillo obtener la expresión que determina la corriente en modo común por el campo solar 1:

$$i_{mc_pv_1}^{\wedge} = \frac{v_{mc_1}^{\wedge} \cdot ((N-1) \cdot Z_{tg} + Z_{th}) - v_{mc_th}^{\wedge} \cdot (N-1) \cdot Z_{tg}}{Z_{tg} \cdot Z_{th} + Z_{th} \cdot ((N-1) \cdot Z_{tg} + Z_{th})} \quad (4. 10)$$

En la ecuación (4. 10) se puede apreciar cómo la corriente $i_{mc_pv_1}^{\wedge}$ alcanza su valor máximo cuando $v_{mc_1}^{\wedge}$ es máxima y $v_{mc_th}^{\wedge}$ mínima. Estas fuentes de tensión equivalentes en modo común dependen linealmente de la tensión de DC de dicho inversor, con lo que la corriente $i_{mc_pv_1}^{\wedge}$ alcanzará su máximo valor cuando el inversor número uno trabaje a la tensión máxima de funcionamiento, v_{pv_max} , y el resto de inversores trabajen a la tensión mínima, v_{pv_min} .

Con el fin de facilitar la utilización de los inversores solares, estos suelen tener un rango de tensión de entrada DC muy amplio. De esta forma, el mismo inversor es válido para

infinidad de configuraciones del serie-paralelo campo solar. Para analizar la influencia de la diferencia de tensiones entre los distintos campos solares se define el parámetro F que relaciona v_{pv_min} con v_{pv_max} .

$$v_{pv_max} = F \cdot v_{pv_min} \quad (4. 11)$$

Como el filtro EMI debe limitar la magnitud de las corrientes en modo común independientemente de la tensión a la que trabaje cada inversor, estos filtros habrá que diseñarlos para la peor situación, esto es, cuando la tensión de uno de los inversores es máxima y la del resto es mínima.

$$v_{mc_1} = v_{pv_max} \quad \mathcal{Y} \quad v_{mc_th} = v_{pv_min} \quad (4. 12)$$

Sustituyendo (4. 11) y (4. 12) en (4. 10) se obtiene la función de transferencia de la corriente por el campo solar de un inversor en función de la tensión de trabajo:

$$H_{mc_pv} = \frac{i_{mc_pv_1}}{v_{pv_min}} = \frac{F \cdot ((N-1) \cdot Z_{tg} + Z_{th}) - (N-1) \cdot Z_{tg}}{Z_{tg} \cdot Z_{th} + Z_{th} \cdot ((N-1) \cdot Z_{tg} + Z_{th})} \quad (4. 13)$$

Lógicamente, al ser todos los inversores que componen el Inversor Multi-String iguales entre sí, la función de transferencia de H_{mc_pv} es válida para todos ellos.

Las frecuencias de resonancia de H_{mc_pv} son las mismas que las obtenidas para H_{mc} en (4. 6), pero hay que añadir una más correspondiente a la corriente circulante entre inversores, corriente que no existía en el caso de H_{mc} ya que se había supuesto que todos los inversores trabajaban con la misma tensión de DC. El valor de esta nueva resonancia es el siguiente:

$$f_{r3} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{C_{EMI} \cdot L_e - \sqrt{Z_2} + C_{pvg} \cdot L_e + 3 \cdot C_{pvg} \cdot L_{pv}}{2 \cdot C_{EMI} \cdot C_{pvg} \cdot L_e \cdot L_{pv}}} \quad (4. 14)$$

Teniendo Z_2 el siguiente valor:

$$Z_2 = \left((C_{EMI} + C_{pvg}) \cdot L_e \right)^2 - 6 \cdot C_{pvg} \cdot L_{pv} \cdot L_e \cdot (C_{EMI} - C_{pvg}) + (3 \cdot C_{pvg} \cdot L_{pv})^2 \quad (4.15)$$

Y recordando que L_e vale:

$$L_e = 3 \cdot L_{EMI} + L_f \quad (4.16)$$

Con el fin de realizar el ejemplo de diseño del filtro EMI, se ha escogido el caso del Inversor Multi-String de 625kW, compuesto por cuatro inversores de 156kW cada uno. Las características de este inversor se describen en la Tabla V. Tal y como se ha hecho para el caso del Inversor Centralizado, como la capacidad del campo solar a tierra, C_{pvg} , y la inductancia del campo solar, L_{pv} , varían en función de la instalación, las condiciones climáticas y el tipo de panel solar utilizado entre otros factores, se han definido unos valores máximos y mínimos de dichas variables. Estos valores se muestran en la Tabla V y en el diseño se analizarán los valores extremos.

Tabla V

ELEMENTOS DEL CIRCUITO EN MODO COMÚN DEL INVERSOR MULTI-STRING DE 4*156 KW

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Características del inversor			
v_f	166Vac	v_{pv}	500Vdc
N	4	F	2
Inductancias			
L	240μH	M	102μH
k_{cm}	0.85		
Hardware del inversor			
f_c	3500Hz	T_s	143uS
t_i	30μs		
Parámetros del regulador PI			
k_p	1.1	t_n	0.001
BW	500Hz	MF	30°
Elementos parásitos del circuito en modo común			
L_f	36μH	C_{tg}	100nF
C_{pvg_max}	31uF	L_{pv_max}	30uH
C_{pvg_min}	1uF	L_{pv_min}	2uH
Elementos del filtro EMI			
C_{EMI}	100nF	L_{EMI}	200uH

En la figura Fig. 4. 6 se muestra la respuesta frecuencial de H_{mc} para los parámetros presentados en la Tabla V. Se aprecia cómo el filtro EMI, C_{EMI} y L_{EMI} , ha sido escogido de forma que las resonancias del sistema no coincidan con los principales armónicos de la fuente de tensión en modo común, \hat{v}_{mc} , que tal y como se ve en la figura Fig. 3. 17(a) corresponden a los armónicos impares de la frecuencia de conmutación, f_c . Cada uno de los cuatro bodes corresponde con una combinación entre las variables $C_{pv_g_max}$, $C_{pv_g_min}$, L_{pv_max} y L_{pv_min} . Se observa cómo ninguno de los principales armónicos de \hat{v}_{mc} excitan ninguna de las resonancias para los casos analizados:

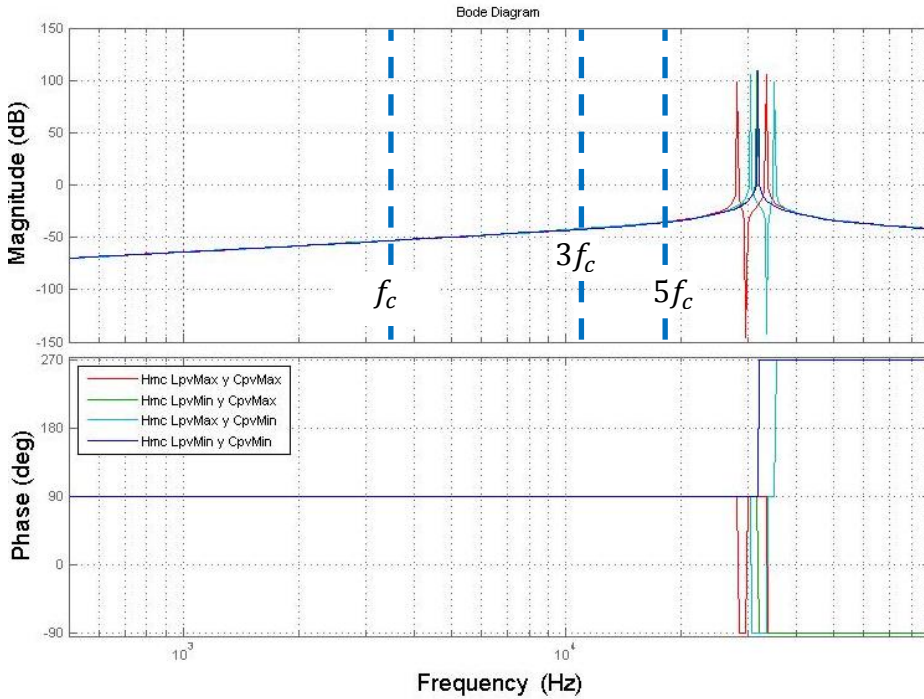


Fig. 4. 6 – Bode de las funciones de transferencia de las corrientes en modo común, H_{mc} .

Igualmente, también se han obtenido los bodes para la corriente que circula por el campo solar, H_{mc_pv} .

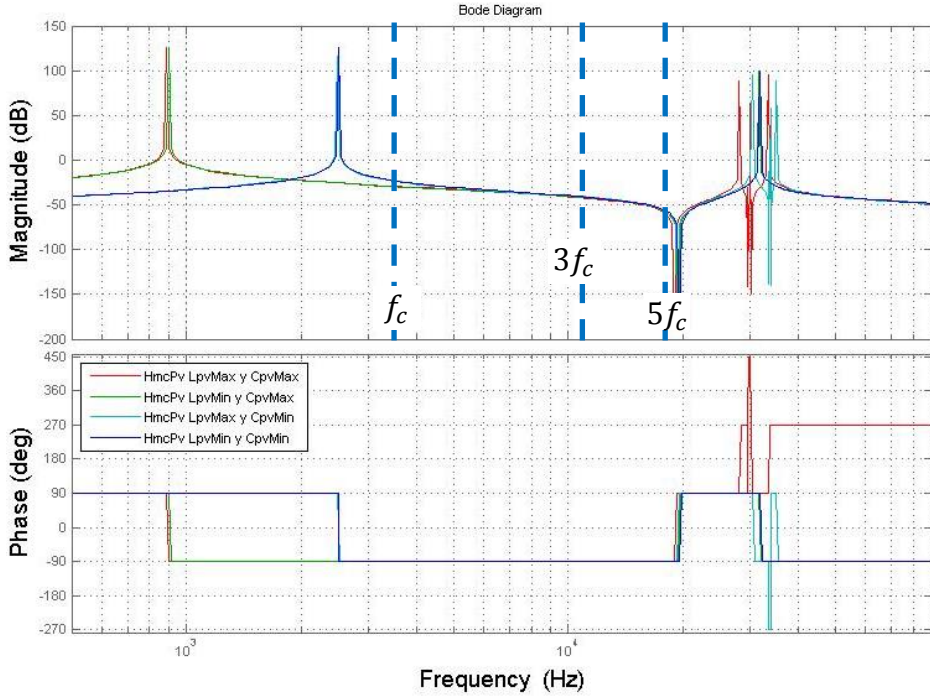


Fig. 4. 7 – Bode de las funciones de transferencia de las corrientes en modo común, H_{mc_pv}

En figura Fig. 4. 7 se observa cómo a las dos resonancias ya existentes en la función de transferencia H_{mc} , f_{r1} y f_{r2} , se suma la resonancia f_{r3} , que se da a la frecuencia en la cual la impedancia asociada a la corriente circulante entre inversores se anula. Nuevamente se observa como ninguna de las resonancias es excitada por los armónicos de conmutación principales, independientemente del valor de C_{pv} y L_{pv} .

En este capítulo se va a analizar la arquitectura Maestro-Esclavo, MS a partir de ahora. Es una combinación de las dos estructuras anteriores, Inversor Centralizado y Multi-String, ya que está compuesta por múltiples inversores en paralelo, pero conectados a un único campo solar de potencia igual a la suma de la potencia de todos los inversores, Fig. 5. 1. Por lo tanto, los inversores comparten lado de DC y de AC y se conectan al mismo transformador de baja a media tensión [35]-[40].

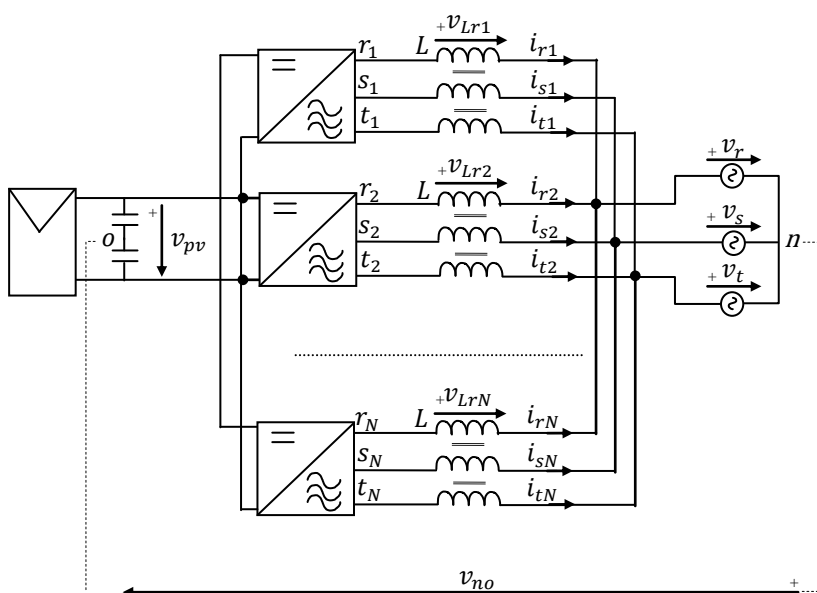


Fig. 5. 1 – Inversor Maestro-Esclavo (MS).

5.2 Control global del Inversor Maestro-Esclavo

5.2.1 Introducción

A pesar de que los N inversores de los que está compuesto el Inversor Maestro-Esclavo son iguales entre sí, su funcionamiento es diferente desde el punto de vista del control. Uno de ellos, “inversor maestro” a partir de ahora, será el encargado de realizar el MPPT y el control de tensión del campo solar, v_{pv} . Este control de tensión asegurará que la tensión del campo solar sea igual a la calculada por el algoritmo MPPT, determinando para ello el valor eficaz de las corrientes que este inversor maestro debe inyectar a la red. Por lo tanto, en el inversor maestro se implementará un control en cascada tal y como se ha hecho en el Inversor Centralizado y en el Inversor Multi-String [47], [48], [49], [50].

El resto de inversores, “inversores esclavos” a partir de ahora, inyectarán una potencia constante a la red. No realizarán el control de tensión del campo solar ni el MPPT.

Al trabajar los inversores esclavos a potencia constante, las únicas variaciones en la potencia absorbida desde el lado de DC que creara el Inversor Maestro-Esclavo son las generadas por el inversor maestro, consecuencia del funcionamiento del algoritmo de MPPT. Por lo tanto, los Inversores Esclavos no perturban el funcionamiento del MPPT que analiza las variaciones en la potencia inyectada por el inversor maestro.

Durante esta tesis, el inversor maestro siempre será el inversor número uno y el resto de inversores serán los esclavos. En la práctica, es posible asignar el maestro y los esclavos de forma dinámica e indistinta. La figura Fig. 5. 2 muestra el esquema de funcionamiento del control implementado en el Inversor Maestro-Esclavo. Se observa como dentro del inversor maestro el lazo de control de tensión del campo solar, lazo externo, calcula la amplitud de las referencias de corriente del inversor maestro, $i_{1_pico}^*$. Este valor de amplitud se multiplica por dos senos unitarios, que están en fase con las tensiones de red correspondientes. De esta manera, se generan las dos corrientes senoidales de referencia que finalmente se introducen en el lazo de corriente, i_{r1}^* y i_{s1}^* . El lazo de corriente, lazo interno, es el encargado de generar las tensiones de salida del inversor con el fin de que la corriente inyectada sea igual a la referencia. Destacar que, tal y como se explicará en el capítulo dedicado al análisis del control de corriente, el inversor maestro realiza el control de únicamente dos de sus tres fases, mientras que el resto de inversores esclavos contralan las tres.

El inversor maestro inyecta corriente a la red siempre que exista una potencia solar mínima. El resto de inversores, inversores esclavos, se activarán conforme la potencia solar aumente con el fin de maximizar el rendimiento global, tal y como se mostró en la figura Fig. 2.12. La orden de activación y desactivación de los diferentes inversores

esclavos así como la consigna de corriente de los mismos, son calculadas por una unidad de control central principal, UCCP, mediante un algoritmo de generación de consignas de corriente, AGCC. El AGCC tiene en cuenta la potencia total del inversor MS y la curva de rendimiento de cada inversor para modificar la consigna de corriente de los esclavos, $i_{2_pico_MCCU}^*$, $i_{3_pico_MCCU}^*$ y $i_{4_pico_MCCU}^*$. La UCCP transmite las nuevas consignas de corriente de los esclavos a través de un bus de comunicaciones CAN. De la misma manera, los inversores transmiten las variables que participan en el control también a través del bus CAN.

Un aspecto a tener en cuenta, es que el AGCC se ejecuta con una frecuencia relativamente lenta (1Hz) con el fin de no sobrecargar el bus de comunicaciones. Esto implica que ante una reducción rápida de la potencia solar disponible, los esclavos pueden tardar hasta un segundo en recibir las nuevas consignas de corriente. Como la potencia máxima de todos los inversores es la misma, esta transición puede provocar una diferencia muy grande entre la potencia solar disponible y la potencia inyectada a la red, independientemente del comportamiento del inversor maestro ya que este se encontrará durante el transitorio en desventaja numérica frente a los esclavos. Es decir, debido a la dinámica tan lenta a la que se generan las consignas para los diferentes esclavos, se puede dar el caso en el que, tras una bajada brusca de la potencia solar disponible, los esclavos continúen inyectando a la red una potencia elevada durante demasiado tiempo. El resultado es la descarga de los condensadores del bus de DC lo que provoca entre otros problemas el que la tensión del panel solar se distancie de la tensión de MPP y la eficiencia del MPPT se reduzca. Este transitorio es especialmente crítico en días con nubes y claros en los cuales abundan las fluctuaciones de potencia solar.

Con el fin de solucionar este problema, en esta tesis se propone un sistema mediante el cual los esclavos disminuyen automáticamente la corriente inyectada si detectan que la tensión del campo solar, v_{pv} , disminuye con respecto su tensión de referencia, v_{pv}^* . Este sistema se ha llamado sistema autónomo de reducción de potencia, SARP. De esta manera, el SARP de cada inversor esclavo genera la amplitud de sus consignas de corriente, $i_{2_pico}^*$, $i_{3_pico}^*$ y $i_{4_pico}^*$, basándose en las consignas generadas por el AGCC, $i_{2_pico_MCCU}^*$, $i_{3_pico_MCCU}^*$ y $i_{4_pico_MCCU}^*$, y teniendo en cuenta el error entre v_{pv}^* y v_{pv} . Al igual que ocurre en el maestro, los esclavos también generan las consignas de referencia que se introducen a los lazos de corriente, multiplicando la amplitud de las corrientes de referencia por los senos unitarios, los cuales van en fase con la tensión de red correspondiente.

La figura Fig. 5. 2 describe el control global del Inversor Maestro-Esclavo explicado en los párrafos anteriores. Se escoge como ejemplo un Inversor MS compuesto por cuatro

inversores, si bien gracias al sistema de control propuesto es posible cambiar el número de inversores únicamente adaptando el algoritmo AGCC.

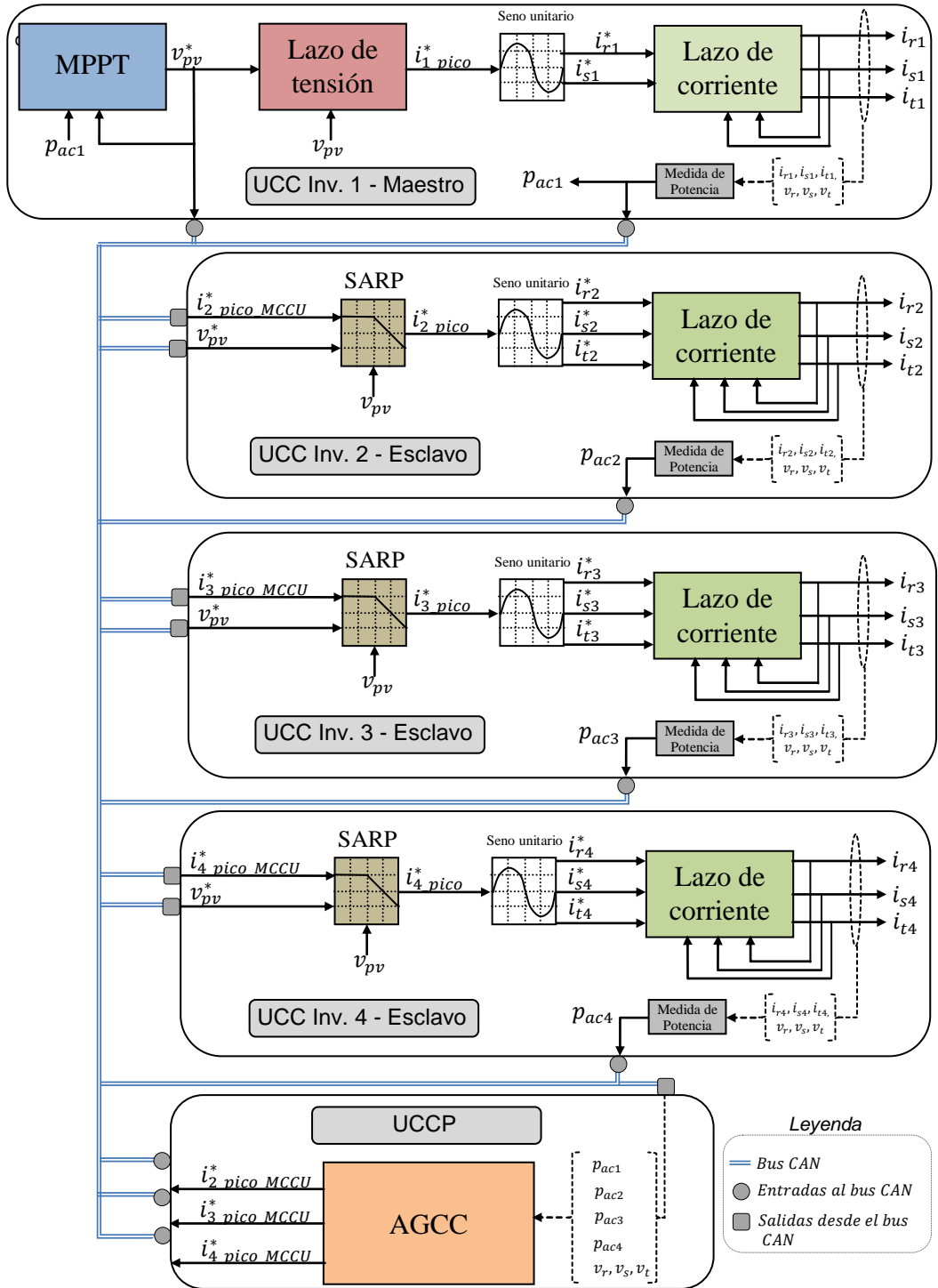


Fig. 5. 2 – Esquema de control general del Inversor Maestro-Esclavo propuesto.

5.2.2 Algoritmo de Generación de Consignas de Corriente (AGCC)

El algoritmo de Generación de Consignas de Corriente, AGCC, es un algoritmo que se ejecuta cada segundo en la unidad de control central principal, UCCP. Este algoritmo determina por un lado el número de inversores esclavos que deben permanecer activos en cada instante para maximizar el rendimiento del inversor MS, y en función de la potencia solar disponible. Por otra parte, este algoritmo determina la corriente que tienen que inyectar cada uno de los inversores esclavos.

Para poder determinar el número de inversores activos en cada instante, el AGCC tiene que conocer el incremento de potencia a partir del cual hay que activar un nuevo inversor. Este incremento varía en función de la potencia en la que se da el rendimiento máximo del inversor. Conviene recordar que el objetivo de este algoritmo es el de propiciar que los inversores activos trabajen a una potencia lo más cercana posible a la de su pico de rendimiento. Tal y como se puede apreciar en la siguiente figura, en este caso se activa un nuevo inversor cada vez que la potencia del inversor MS aumenta en un 10%.

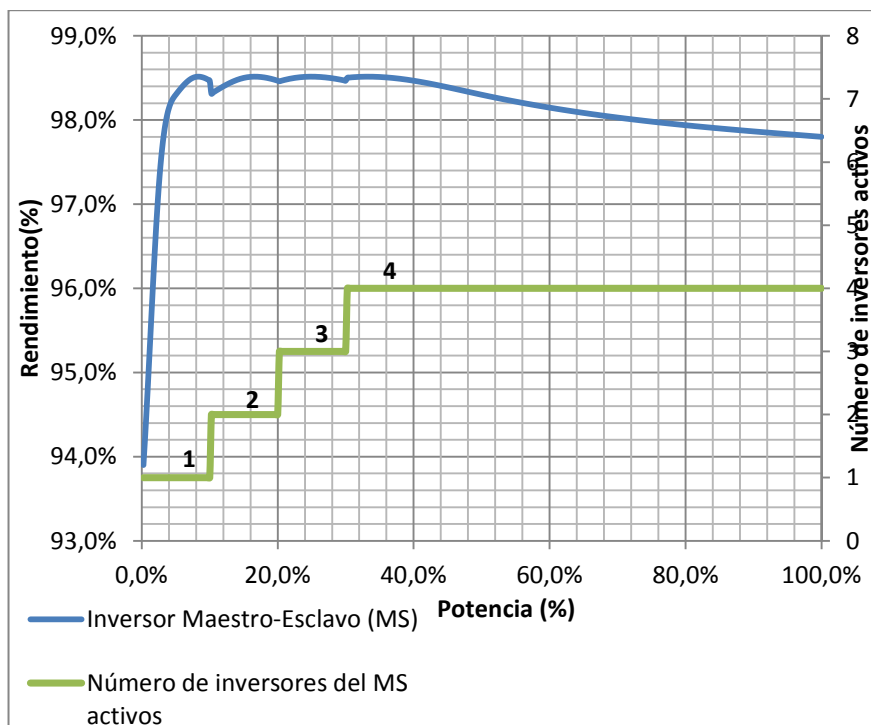


Fig. 5. 3 – Rendimiento del inversor MS y número de inversores activos en cada instante.

Con el fin de limitar el número de activaciones y desactivaciones de los inversores cuando la potencia disponible tiene un valor cercano al que propicia la activación de un nuevo inversor, se ha dotado al algoritmo AGCC de una histéresis de un 5% para cada lado.

La siguiente figura muestra de forma gráfica la política de activación y desactivación propuesta:

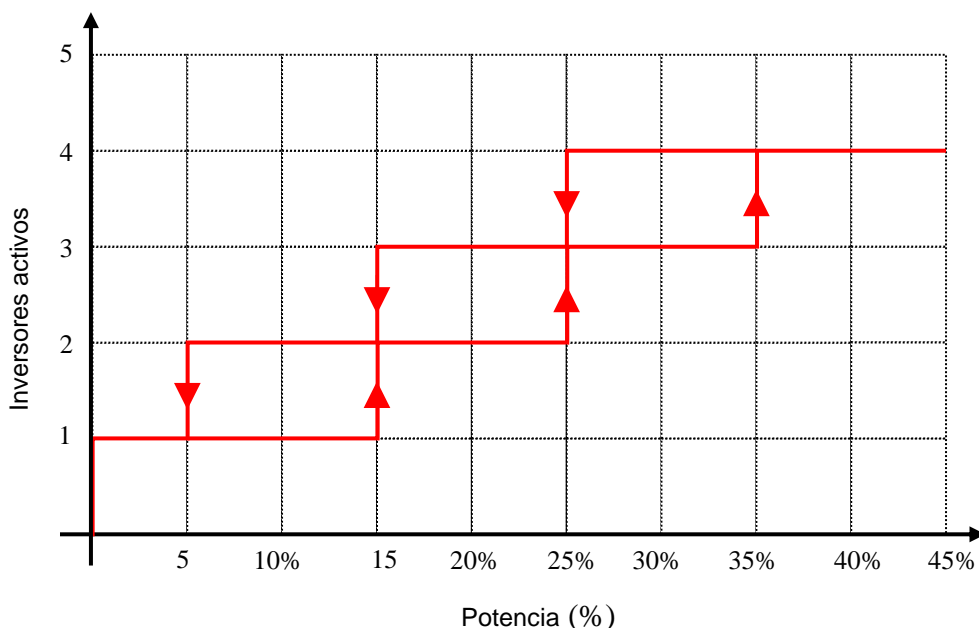


Fig. 5. 4 – Gráfico para determinación del número de inversores activos.

De esta manera, para que se active el primero de los esclavos (segundo de los inversores) es necesario que la potencia total del inversor MS supere el 15% de su potencia máxima. En cambio, este inversor no se desactivará hasta que la potencia baje del 5%. De forma análoga, el segundo de los inversores esclavos (tercer inversor) se activará cuando la potencia total supere el 25%, y se desactivará cuando esta baje del 15%. Finalmente, el tercer y último de los esclavos (cuarto inversor) se activará cuando la potencia total supere el 35%, y se desactivará cuando esta baje del 25%. Cuando la potencia total sea superior al 35%, los cuatro inversores estarán activados. Este funcionamiento en histéresis limita el número de activaciones y desactivaciones de los inversores. A la hora de determinar el valor de la histéresis utilizada, es preciso llegar a un compromiso entre aumento de eficiencia global del inversor MS bajando la histéresis y el aumento de conexiones y desconexiones de los inversores.

Con el fin de permitir un mayor poder de reacción del inversor maestro ante cambios de potencia de entrada, uno de los objetivos del algoritmo AGCC es que el inversor maestro trabaje a una potencia cercana al 50% de su potencia máxima. De esta forma tendrá un mayor poder de corrección en el caso de que la potencia del campo solar aumente o disminuya de forma brusca, y hasta que el AGCC reasigne las potencias tras este cambio de irradiancia. La potencia restante se distribuye en partes iguales entre los diferentes inversores esclavos activos.

Una vez determinado el número de inversores activos en cada instante, el algoritmo AGCC calcula la corriente pico de referencia de cada uno de los inversores esclavos. Se recuerda que la corriente de referencia del inversor maestro es determinada por el control de tensión de v_{pv} integrado en el propio inversor maestro.

La siguiente figura muestra de forma gráfica el algoritmo de distribución de potencia entre todos los inversores que componen el inversor MS:

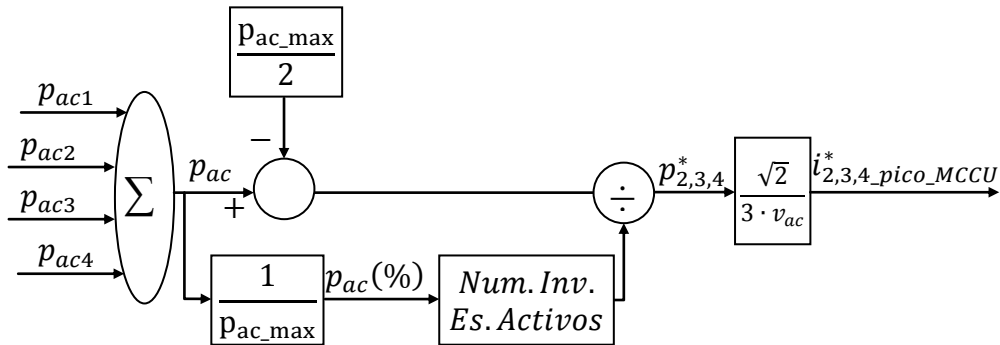


Fig. 5. 5 – Algoritmo de Generación de Consignas de Corriente (AGCC)

Inicialmente se calcula la potencia total inyectada por el inversor MS, p_{ac} , sumando la potencia de todos los inversores. A este valor de potencia total se le resta el 50% de la potencia máxima del inversor maestro, y la potencia restante se divide entre el número de inversores esclavos activos. El valor de corriente pico de referencia se obtiene tras dividir la potencia de referencia de cada inversor esclavo entre la tensión de red y entre 3, al ser inversores trifásicos. También es necesario multiplicar este resultado por raíz de dos, obteniendo de esta manera el valor pico de la senoidal de corriente a inyectar por cada fase de cada esclavo.

Estas consignas de corriente, así como las señales de activación y desactivación de cada inversor son enviadas desde la UCCP hasta cada uno de los inversores a través de un bus de comunicaciones CAN.

5.2.3 Sistema Autónomo de Reducción de Potencia (SARP)

Si bien el Algoritmo de Generación de Consignas de Corriente, AGCC, descrito en el apartado anterior redistribuye las consignas de corriente de cada uno de los esclavos al variar la potencia disponible, este algoritmo se ejecuta cada segundo. Este periodo de ejecución puede ser demasiado largo en comparación con la dinámica de un cambio brusco de irradiancia debido a una nube, que es de cientos de milisegundos. Podría darse el caso de que el cambio de irradiancia fuese de tal magnitud, que el inversor maestro no fuese capaz de absorber dicha variación de potencia. En un inversor MS de cuatro inversores por ejemplo, el inversor maestro solamente será capaz de absorber variaciones en la potencia de entrada inferiores a su potencia máxima, esto es variaciones inferiores a un 25% de la potencia total del MS. En el caso de darse una variación superior, algo más que probable en días con nubes y claros, el inversor maestro no sería capaz de controlar la tensión del campo solar y el inversor acabaría desconectando por tensión de DC fuera de límites.

Para evitar estas desconexiones se ha diseñado un algoritmo que se incorpora en cada uno de los inversores esclavos, y que permite reducir o aumentar automáticamente y de manera autónoma la potencia de dicho inversor esclavo tras un cambio brusco de la potencia solar disponible, y hasta que el sistema AGCC reasigne las potencias para la nueva situación. Este sistema se ha llamado Sistema Autónomo de Reducción de Potencia, SARP.

El sistema SARP propuesto se ejecuta en cada uno de los inversores esclavos. Mide constantemente la tensión del campo solar, v_{pv} , y la compara con la tensión de referencia, v_{pv}^* . Este valor lo calcula el algoritmo MPPT ejecutado en el maestro, y es por lo tanto de carácter variable. Cada uno de los esclavos recibe periódicamente este nuevo valor desde el maestro, a través del bus de comunicaciones CAN. Tal y como se puede apreciar en la figura Fig. 5. 6, el aumento o la reducción de potencia varía proporcionalmente con el error de seguimiento de la referencia, $v_{pv}^* - v_{pv}$. Si el error es positivo, significa que el valor de tensión es inferior a la referencia, y por lo tanto los inversores esclavos reducen automáticamente y de forma lineal su potencia. De la misma manera, si el error es negativo significa que la tensión real es superior a la tensión de referencia. En este caso los inversores esclavos aumentan su potencia linealmente. Con el fin de que este sistema no interfiera con el funcionamiento normal del control del MPPT y control de tensión que realiza el inversor maestro, el algoritmo SARP tiene una banda muerta dentro de la cual no existe variación de potencia automática, y la potencia inyectada por el inversor esclavo es igual a la calculada por el algoritmo AGCC. En este caso en concreto, se ha establecido una banda muerta gracias a la cual el sistema

permanecerá inactivo a no ser que el valor absoluto del error de seguimiento sea superior a 25 voltios.

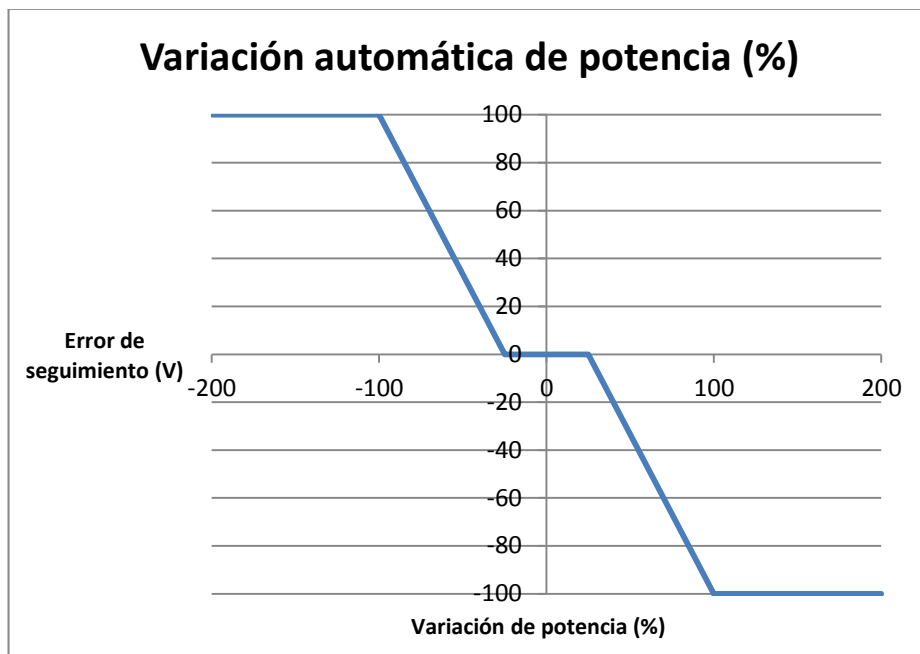


Fig. 5. 6 – Algoritmo de Sistema Autónomo de Reducción de Potencia (SARP)

5.3 Control de corriente

5.3.1 Introducción

En lo que se refiere a la implementación del control de corriente, se puede utilizar una única unidad de control central (UCC) que controle todas las variables del sistema [44], [45]. En esta tesis se utiliza una segunda alternativa, en la cual el control de las corrientes del sistema se distribuye entre las UCC-s de cada inversor. De esta manera cada inversor incluye una etapa de medida y control de corriente propia, como se hace en [35] y [46]. Esta estructura de control tiene dos ventajas principales con respecto a la primera: Por un lado se simplifica el cableado de medida y control del inversor MS, y por otro el rediseño del Inversor MS para aumentar el número de inversores en paralelo resulta muy sencillo. La dificultad de esta opción radica en que para controlar la corriente de un inversor no se tiene información de la corriente del resto de inversores.

Un aspecto a tener en cuenta en este tipo de inversores es que, al compartir los lados de AC y DC, puede existir circulación de corrientes no deseadas entre los diferentes inversores. Una posible solución radica en la utilización de un transformador en el lado de AC con tantos secundarios como número de inversores compongan el Inversor MS. Sin embargo, esto supone un encarecimiento de la instalación ya que un transformador de este tipo es hasta un 40% más caro que el tradicional de secundario único. Algunos autores han propuesto estrategias de control que reducen sensiblemente la circulación de corrientes entre inversores conectados en paralelo en los lados de AC y DC [35], [36], [37], [38], [39], [40]. El uso de estas estrategias en los inversores MS permitiría la utilización de un transformador de secundario único. Sin embargo, el correcto funcionamiento de estas estrategias requiere el uso de bobinas monofásicas que resultan en torno a un 25% más caras que las equivalentes trifásicas de tres columnas [43]. El acoplamiento que introducen las inductancias trifásicas entre fases de un mismo inversor dificulta el control de las corrientes de los inversores conectados en paralelo en DC y AC.

En este capítulo se propone una nueva estrategia de control de corriente que permite el uso de inductancias trifásicas, con inversores en paralelo en AC y DC, y que puede implementarse de forma distribuida.

5.3.2 Modelado del sistema

En este punto se obtiene el modelo matemático del Inversor MS descrito en la figura Fig. 5. 1, compuesto por N inversores trifásicos en paralelo, que comparten lados de AC y DC, y en los que se utilizan las tradicionales inductancias trifásica de tres columnas, Fig. 5. 7, utilizadas anteriormente tanto en el Inversor Centralizado como en el Multi-String debido a su bajo coste.



Fig. 5. 7 – Inductancia trifásica de tres columnas.

Tal y como se ha explicado anteriormente, las bobinas trifásicas introducen un acoplamiento magnético entre fases al compartir estas el mismo núcleo. Es por ello que la tensión de la inductancia de una de las fases depende no solo de la corriente que circula por ella, sino también de la corriente que circula por las otras dos fases. El nivel de interacción se identifica con el factor M o inductancia mutua [51]. La tensión de la bobina de la fase r del primer inversor, teniendo en cuenta este factor, queda:

$$v_{Lr1} = L \cdot \frac{di_{r1}}{dt} - M \cdot \frac{di_{s1}}{dt} - M \cdot \frac{di_{t1}}{dt} \quad (5. 1)$$

Como se vio anteriormente, el nivel de acoplamiento que hay entre un arrollamiento y otro, se define como el factor de acoplamiento magnético k_{cm} , que relaciona L con M [51]:

$$k_{cm} = \frac{2 \cdot M}{L} \quad (5. 2)$$

Si $k_{cm} = 0$, el flujo de fugas es máximo y las inductancias están totalmente desacopladas magnéticamente, lo que equivaldría a tener inductancias monofásicas. En cambio, si $k_{cm} = 1$, el acoplamiento es máximo. Todo el flujo generado en un arrollamiento se cierra por los otros dos. Para cualquier otro valor de k_{cm} , el flujo se reparte entre ambos, flujo magnético y flujo de fugas, Fig. 5. 8.

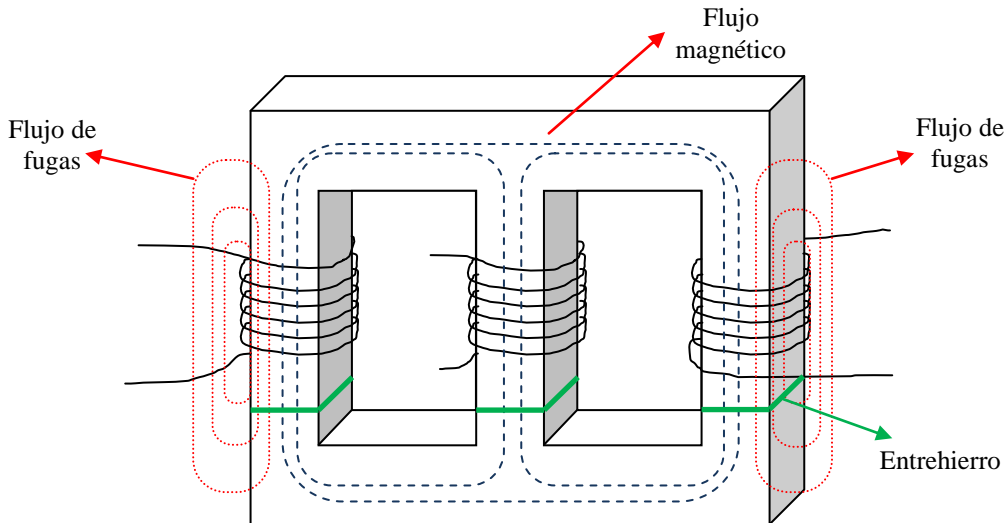


Fig. 5. 8 – Flujo magnético en una inductancia trifásica

En lo que se refiere al control de las corrientes del sistema, la planta a controlar es una planta MIMO (múltiples entradas y múltiples salidas). Las entradas son las tensiones generadas por cada uno de los inversores, y las salidas son sus corrientes. Al tratarse de un control distribuido entre los N inversores, se utilizarán reguladores monovariantes implementados en la UCC de cada inversor.

Las tensiones generadas por cada uno de los N inversores, referidas al punto medio del bus de DC, o, son las “tensiones de rama”, v_{r1o} , v_{s1o} , v_{t1o} , v_{r2o} ... v_{tno} .

Analizando la primera fase del primero de los inversores descrito en la figura Fig. 5. 1, se plantea la siguiente igualdad de tensiones:

$$v_{r1o} = v_{Lr1} + v_r + v_{no} \quad (5. 3)$$

Donde v_{Lr1} y v_r son la tensión de la inductancia y la red en la fase r . v_{no} es la tensión entre el punto o y el neutro de la tensión de red, n .

Aplicando las ecuaciones (5. 1) y (5. 3) a las fases de todos los inversores y sumándolas se obtiene el valor de v_{no} . Como se aprecia en (5. 4), v_{no} es función de todas las tensiones de rama, de las tensiones de sus respectivas inductancias y de la tensión de red:

$$v_{no} = \frac{1}{3 \cdot N} \cdot \sum_{x=1}^N (v_{rxo} + v_{sxo} + v_{txo}) - \frac{L - 2 \cdot M}{3 \cdot N} \cdot \sum_{x=1}^N \left(\frac{di_{rx}}{dt} + \frac{di_{sx}}{dt} + \frac{di_{tx}}{dt} \right) - \frac{v_r + v_s + v_t}{3} \quad (5.4)$$

El neutro de la red eléctrica, n , está aislado del lado de DC, con lo que siempre se cumple que la suma de todas las corrientes de todos los inversores es igual a cero. De la misma manera, el sumatorio de sus derivadas será también igual a cero:

$$\sum_{x=1}^N (i_{rx} + i_{sx} + i_{tx}) = \sum_{x=1}^N \left(\frac{di_{rx}}{dt} + \frac{di_{sx}}{dt} + \frac{di_{tx}}{dt} \right) = 0 \quad (5.5)$$

Con el fin de simplificar el resultado, se va a suponer la red eléctrica como una red equilibrada. En las redes equilibradas la suma instantánea de las tres tensiones de red es cero:

$$v_r + v_s + v_t = 0 \quad (5.6)$$

Aplicando (5.5) y (5.6) en (5.4), v_{no} queda:

$$v_{no} = \frac{1}{3 \cdot N} \cdot \sum_{x=1}^N (v_{rxo} + v_{sxo} + v_{txo}) = \frac{1}{3 \cdot N} \cdot \sum_{x=1}^N (v_{zso}) \quad (5.7)$$

Donde v_{zso} es definida con la tensión de secuencia cero del inversor x , v_{zs1} en el caso del primero de los inversores.

$$v_{zs1} = v_{r1o} + v_{s1o} + v_{t1o} \quad (5.8)$$

Por otro lado, las tensiones de red v_r , v_s y v_t actúan como una perturbación y no alteran la dinámica del sistema, por lo que no se tendrán en cuenta a partir de ahora. Aplicando (5.1) y (5.3) a todas las ramas de todos los inversores y teniendo en cuenta (5.7), se obtiene el sistema de ecuaciones de estado en forma matricial:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}(t) = \mathbf{B} \cdot \mathbf{v}_{io}(t)$$

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{s1} \\ i_{t1} \\ \dots \\ i_{rN} \\ i_{sN} \\ i_{tN} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{io} = \begin{bmatrix} v_{r1o} \\ v_{s1o} \\ v_{t1o} \\ \dots \\ v_{rNo} \\ v_{sNo} \\ v_{tNo} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \frac{1}{P_t} \cdot \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{B}_2$$

Siendo,

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} L-M & M & M & \dots & 0 & 0 & 0 \\ M & L-M & M & \dots & 0 & 0 & 0 \\ M & M & L-M & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & L-M & M & M \\ 0 & 0 & 0 & \dots & M & L-M & M \\ 0 & 0 & 0 & \dots & M & M & L-M \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 3 \cdot N - 1 & -1 & \dots & -1 & -1 \\ -1 & 3 \cdot N - 1 & \dots & -1 & -1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -1 & -1 & \dots & 3 \cdot N - 1 & -1 \\ -1 & -1 & \dots & -1 & 3 \cdot N - 1 \end{bmatrix}$$

(5. 9)

A partir de esta ecuación de estado, es posible obtener la matriz de transferencia, $\mathbf{G}(s)$, que relaciona el vector de salida $\mathbf{i}(s)$ con el vector de entrada $\mathbf{v}_{io}(s)$ en el dominio de s . Aplicando la transformada de Laplace a (5. 9):

$$s \cdot \mathbf{i}(s) = \mathbf{B} \cdot \mathbf{v}_{io}(s)$$

reordenando,

$$\frac{\mathbf{i}(s)}{\mathbf{v}_{io}(s)} = \mathbf{G}(s) = (s \cdot \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{B} \quad (5. 10)$$

Siendo la matriz \mathbf{I} la matriz de identidad. En (5. 11) se muestra cómo queda la matriz de transferencia, $\mathbf{G}(s)$.

$$\mathbf{i}(s) = \mathbf{G}(s) \cdot \mathbf{v}_{io}(s)$$

Donde:

$$\mathbf{G}(s) = \begin{pmatrix} G_A & G_B & G_B & G_C & G_C & G_C & \dots & G_C & G_C & G_C \\ G_B & G_A & G_B & G_C & G_C & G_C & \dots & G_C & G_C & G_C \\ G_B & G_B & G_A & G_C & G_C & G_C & \dots & G_C & G_C & G_C \\ G_C & G_C & G_C & G_A & G_B & G_B & \dots & G_C & G_C & G_C \\ G_C & G_C & G_C & G_B & G_A & G_B & \dots & G_C & G_C & G_C \\ G_C & G_C & G_C & G_B & G_B & G_A & \dots & G_C & G_C & G_C \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ G_C & G_C & G_C & G_C & G_C & G_C & \dots & G_A & G_B & G_B \\ G_C & G_C & G_C & G_C & G_C & G_C & \dots & G_B & G_A & G_B \\ G_C & G_C & G_C & G_C & G_C & G_C & \dots & G_B & G_B & G_A \end{pmatrix}$$

$$G_A = G_B + \frac{3 \cdot N \cdot (L - 2 \cdot M)}{P_g}, \quad G_B = G_C + \frac{3 \cdot N \cdot M}{P_g}, \quad G_C = \frac{-(L + M)}{P_g},$$

$$P_g = 3 \cdot N \cdot (L - 2 \cdot M) \cdot (L + M) \cdot s = P_t \cdot s$$

(5. 11)

Analizando (5. 11), se observa la existencia de tres tipos de funciones de transferencia: G_A , G_B y G_C .

El elemento G_C determina la componente de la corriente de una de las ramas de un inversor, debida a la tensión de una rama de cualquiera de los otros inversores. Esta componente se debe al acoplamiento relacionado con la arquitectura del inversor MS: N inversores con parte AC y DC común, y punto o aislado del punto n. En este sistema, esta interacción entre diferentes inversores se da a través de v_{no} .

El elemento G_B determina la componente de la corriente de una de las ramas de un inversor, debido a la tensión de rama de cualquiera de las otras dos ramas del mismo inversor. En este caso, al acoplamiento a través de v_{no} se le añade el relativo al acoplamiento magnético de la inductancia trifásica.

El elemento G_A incluye los dos tipos de acoplamientos de G_B más la relación directa entre la tensión de rama de una de las fases, y la corriente por esa misma fase.

Partiendo de (5. 11) y teniendo en cuenta (5. 7) y (5. 8), es posible desarrollar la expresión de la corriente de cualquier fase, i_{r1} por ejemplo, en función de su tensión de rama, v_{r1o} , la tensión de secuencia cero del inversor al que pertenece, v_{zs1} , y la tensión v_{no} .

$$i_{r1} = \underbrace{\frac{1}{(L+M) \cdot s}}_{MF_1} \cdot v_{r1o} + \underbrace{\frac{M}{(L-2 \cdot M) \cdot (L+M) \cdot s}}_{MF_2} \cdot v_{zs1} - \underbrace{\frac{1}{(L-2 \cdot M) \cdot s}}_{MF_3} \cdot v_{no} \quad (5.12)$$

El factor que multiplica a v_{r1o} , MF_1 , es la relación directa entre la corriente de una fase y su tensión de rama. El factor que multiplica a v_{zs1} , MF_2 , se debe a la utilización de inductancias trifásicas y está relacionado con B_1 . El factor que multiplica a v_{no} , MF_3 , se debe a la arquitectura del inversor MS en la cual v_{no} influye en todas las corrientes del sistema, y está relacionado con B_2 . El resultado obtenido en (5.12) se puede extender al resto de corrientes del inversor MS.

A partir de la matriz de entrada B de (5.9) se obtiene directamente la matriz de controlabilidad S [52].

$$S = B \quad (5.13)$$

La matriz S es una matriz cuadrada de $(3N \times 3N)$, con un rango de $(3 \cdot N - 1)$, por lo que no se cumple el teorema de controlabilidad. Esto quiere decir que no es posible controlar de forma independiente todas las corrientes del sistema. Lo mismo se puede concluir a partir de (5.5): No es posible controlar todas las corrientes del sistema, ya que siempre se tienen que cumplir que la suma de todas ellas sea igual a cero. Es por ello que se llevará a cabo el control en lazo cerrado de todas las corrientes menos de una. El inversor maestro solamente controlará dos de sus tres fases. El resto, inversores esclavos, controlarán la corriente por sus tres fases.

Como se ha dicho anteriormente, el control de corriente de la planta MIMO descrita en (5.11) se realiza mediante reguladores monovariantes distribuidos entre las diferentes UCC de los N inversores. Se trata de reguladores del tipo proporcional-integral PI, muy utilizado en inversores PV [21], [26], [24], [28], [29], [30]. De cara a su sintonización, se va a obtener una función de transferencia SISO equivalente, gracias a la cual se podrán utilizar todas las técnicas de automática clásica correspondientes a sistemas monovariantes: Diagramas de bode, lugar de las raíces, etc. De esta manera, el proceso de sintonización de los reguladores será mucho más sencillo.

5.3.3 Control de 3N-1 corrientes

5.3.3.1 Descripción de la estrategia de control

La estrategia de control incluye $(3 \cdot N - 1)$ reguladores monovariantes que calculan las $(3 \cdot N - 1)$ tensiones de rama de las fases controladas. En lo que se refiere a la tensión de rama de la fase no controlada, se calcula de forma que el resultado de sumar las tres tensiones de rama del inversor maestro sea cero. Es decir, la tensión de rama de la fase no controlada tendrá el valor que haga que v_{zsz} sea cero para el inversor maestro. De esta manera, se elimina el efecto que el inversor maestro tiene en el resto de inversores, tal y como se demostrará más adelante. Esta ley de modulación se implementa a través de la matriz M_e descrita en (5. 14). En esta tesis, el inversor maestro es el número 1, y la fase no controlada del mismo la fase t. Las tensiones calculadas por cada regulador son las tensiones de control, u_{io} . La técnica de control M_e determina las $(3 \cdot N)$ tensiones de rama v_{io} , partiendo de las $(3 \cdot N - 1)$ tensiones de control u_{io} .

$$M_e = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, u_{io} = \begin{bmatrix} u_{r1o} \\ u_{s1o} \\ u_{r2o} \\ u_{s2o} \\ u_{t2o} \\ \dots \\ u_{rNo} \\ u_{sNo} \\ u_{tNo} \end{bmatrix}, v_{io}(s) = M_e \cdot u_{io}(s) \quad (5. 14)$$

Se observa en M_e cómo la tensión de rama de la fase no controlada se obtiene aplicando:

$$v_{t1o} = -(u_{r1} + u_{s1}) = -(v_{r1} + v_{s1}) \quad (5. 15)$$

El vector v_{io} se utiliza para obtener las señales de conmutación de los interruptores de potencia de cada fase, utilizando una modulación escalar.

La figura Fig. 5. 9 describe el lazo de control de corriente de cualquier inversor, tanto maestro como esclavo. Como ejemplo se ha escogido la fase r del inversor 1, el maestro:

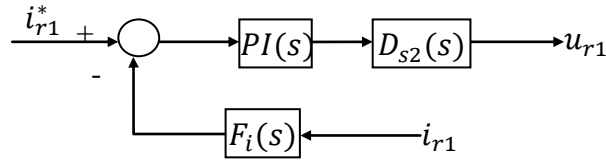


Fig. 5. 9 – Ejemplo de lazo de control de para la fase r del inversor 1, el maestro.

Tal y como aparece en la figura Fig. 5. 9, se ha elegido un regulador del tipo PI para los lazos de corriente [31], [49], si bien otros tipos de reguladores como los resonantes también pueden ser considerados[31], [53], [54] y [55]. El bloque $F_i(s)$ modela el captador de corriente del lado del inversor mediante un filtro paso-bajo:

$$PI(s) = k_p \cdot \left(1 + \frac{1}{t_n \cdot s} \right) \quad (5. 16)$$

$$F_i(s) = \frac{1}{t_i \cdot s + 1}$$

El factor $D_{s2}(s)$ aglutina los retrasos debidos al control digital: Retraso del retenedor de orden cero, del muestreador y del tiempo de ejecución del lazo de control. La expresión $D_{s2}(s)$ es propuesta en [22], y permite un análisis del sistema en el dominio- s , mediante una expresión simple pero precisa.

$$D_{s2}(s) = \frac{1 - 0,5 \cdot s \cdot T_s}{(1 + 0,5 \cdot s \cdot T_s)^2} \quad (5. 17)$$

Siendo T_s es el periodo de muestreo.

Las funciones $PI(s)$, $D_{s2}(s)$ y $F_i(s)$ se consideran iguales en los N inversores, por lo que la representación matricial de los mismos es:

$$PI(s) = PI(s) \cdot I$$

$$D_{s2}(s) = D_{s2}(s) \cdot I \quad (5.18)$$

$$F_i(s) = F_i(s) \cdot I$$

Por último, i_{r1}^* , i_{s1}^* , $i_{r2}^* \dots i_{rN}^*$ son las corrientes de referencia de cada una de las fases controladas, y componen el vector de referencias \mathbf{i}^* .

$$\mathbf{i}^* = \begin{bmatrix} i_{r1}^* \\ i_{s1}^* \\ i_{r2}^* \\ \dots \\ i_{rN}^* \\ i_{sN}^* \\ i_{tN}^* \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

En la figura Fig. 5. 10 se puede ver, de forma matricial, los lazos de control de corriente del inversor MS. Esta figura concentra todos los lazos de control de corriente en una única figura, y las matrices y vectores que participan en la misma han sido definidas previamente.

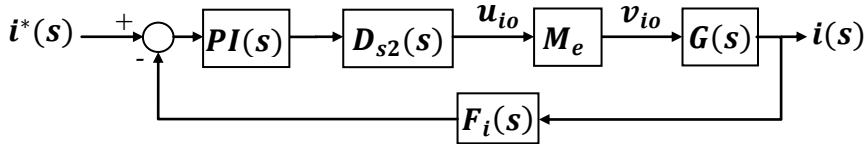


Fig. 5. 10 – Diagrama MIMO de control matricial del sistema maestro esclavo

5.3.3.2 Función de transferencia SISO

Como paso previo a la obtención de la función de transferencia SISO de los lazos de control de corriente, se define la matriz $G_e(s)$ que aglutina la planta $G(s)$, mostrada en (5. 11) con la ley de modulación M_e :

$$\mathbf{G}_e(s) = \mathbf{G}(s) \cdot \mathbf{M}_e = \begin{pmatrix} G_D & 0 & G_C & G_C & G_C & \dots & G_C & G_C & G_C \\ 0 & G_D & G_C & G_C & G_C & \dots & G_C & G_C & G_C \\ -G_D & -G_D & G_C & G_C & G_C & \dots & G_C & G_C & G_C \\ 0 & 0 & G_A & G_B & G_B & \dots & G_C & G_C & G_C \\ 0 & 0 & G_B & G_A & G_B & \dots & G_C & G_C & G_C \\ 0 & 0 & G_B & G_B & G_A & \dots & G_C & G_C & G_C \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & G_C & G_C & G_C & \dots & G_A & G_B & G_B \\ 0 & 0 & G_C & G_C & G_C & \dots & G_B & G_A & G_B \\ 0 & 0 & G_C & G_C & G_C & \dots & G_B & G_B & G_A \end{pmatrix}$$

$$G_D = G_A - G_B = \frac{3 \cdot N \cdot (L - 2 \cdot M)}{P_G} = \frac{1}{(L + M) \cdot s}$$

(5. 20)

En esta matriz se observa cómo, al obtener la tensión de rama de la fase no controlada del maestro a partir de (5. 15), las dos tensiones de control del inversor maestro, u_{r1o} y u_{s1o} , no influyen en la corriente por ninguna de las ramas de los esclavos, ya que las funciones de transferencia correspondientes de la matriz $\mathbf{G}_e(s)$ son cero. Sustituyendo (5. 14) en (5. 11) se obtienen las corrientes del sistema $\mathbf{i}(s)$, en función de las tensiones de control $\mathbf{u}_{io}(s)$.

$$\mathbf{i}(s) = \mathbf{G}(s) \cdot \mathbf{v}_{io}(s) = \mathbf{G}(s) \cdot \mathbf{M}_e \cdot \mathbf{u}_{io}(s) = \mathbf{G}_e(s) \cdot \mathbf{u}_{io}(s) \quad (5. 21)$$

Para obtener la función de transferencia SISO de una determinada rama, se analiza la relación en lazo abierto entre la tensión de control y la corriente de la misma. El resto de ramas se suponen en lazo cerrado con corriente de referencia cero. La función de transferencia obtenida por lo tanto, no es equivalente a ninguno de los elementos que componen $\mathbf{G}_e(s)$. Gracias a suponer el resto de ramas en lazo cerrado, se consigue tener en cuenta el efecto que el resto de lazos de control tienen sobre el lazo analizado, y que este efecto quede recogido en la función de transferencia SISO que se va a obtener.

Debido a la simetría de $\mathbf{G}_e(s)$, únicamente existen dos tipos de funciones de transferencia SISO de la planta. Una, $J_m(s)$ a partir de ahora, que corresponde con las dos fases controladas del maestro. Incluye la función de transferencia G_D con respecto a su propia tensión de control y G_C con respecto a la tensión de control de cualquier rama de los esclavos.

La otra función de transferencia, $J_s(s)$ a partir de ahora, corresponde al resto de fases controladas (fases de los esclavos) e incluye la función de transferencia G_A con respecto a su propia tensión de control, G_B con respecto a la tensión de control de las otras dos ramas del mismo inversor, y G_C con respecto al resto de ramas del resto de inversores esclavos.

$$J_m(s) = \frac{i_{mx}}{u_{mx}} \quad y \quad J_s(s) = \frac{i_{sx}}{u_{sx}} \quad (5.22)$$

Siendo i_{mx} la corriente por la rama del maestro analizado y u_{mx} su tensión de control. De la misma manera, i_{sx} es la corriente por la rama del esclavo analizado y u_{sx} su tensión de control.

Gracias a $J_m(s)$ y a $J_s(s)$, es posible realizar un análisis monovariable a la hora de sintonizar el regulador, a pesar de tratarse de un sistema multivariable.

5.3.3.3 Inversor maestro – Obtención de $H_m(s)$

A partir de la figura Fig. 5. 9 de (5. 20) y (5. 21) se puede obtener el lazo de control de corriente correspondiente a la fase r del maestro:

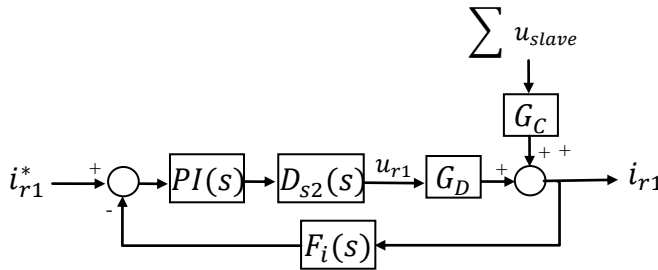


Fig. 5. 11 – Control de corriente en lazo cerrado de la fase r del maestro.

El factor $\sum u_{slave}$ es el sumatorio de todas las tensiones de control de todos los esclavos. En la figura Fig. 5. 11 se aprecia cómo $\sum u_{slave}$ actúa como una perturbación a través de G_C , por lo que no participa en la función de transferencia de la planta $J_m(s)$, que queda de la siguiente forma:

$$J_m(s) = \frac{i_{r1}}{u_{r1}} = G_D = \frac{1}{(L + M) \cdot s} \quad (5.23)$$

Con el fin de simplificar el resultado, se define $R(s)$, que aglutina el captador de corriente, $F_i(s)$, el PI, y los retrasos debidos a la digitalización del control, $D_{s2}(s)$:

$$R(s) = F_i(s) \cdot PI(s) \cdot D_{s2}(s) \quad (5.24)$$

La función de transferencia en lazo abierto para cualquiera de las dos ramas del inversor maestro, $H_m(s)$, queda:

$$H_m(s) = J_m(s) \cdot R(s) = \frac{R(s)}{(L + M) \cdot s} \quad (5.25)$$

El resultado es equivalente para la fase s del maestro.

5.3.3.4 Inversores esclavos – Obtención de $H_s(s)$

Con el fin de obtener $J_s(s)$, es necesario analizar una de las ramas de uno de los esclavos. Al igual que ocurre en el caso del maestro, la corriente por la rama analizada se ve influenciada por la tensión de control del resto de esclavos. Sin embargo, y al contrario que en el caso del maestro, la propia tensión de control de la rama analizada también modifica la corriente del resto de esclavos. Es por ello que en este caso el acoplamiento que existe entre la rama analizada y el resto no corresponde con una perturbación, sino que forma parte de la propia planta. Esta interacción entre las diferentes ramas de los diferentes esclavos hay que tenerlas en cuenta, ya que modifican la planta a controlar $J_s(s)$. Para obtener la función de transferencia de la planta a controlar, una posibilidad es utilizar el mismo método descrito en [22], basado en transformaciones matriciales. Debido a la complejidad del sistema analizado, en esta tesis se propone un nuevo método más simple: Se analiza una de las ramas de uno de los esclavos y el resto de ramas se modelizan en lazo cerrado con consigna de corriente igual a cero. El resultado obtenido es válido para cualquier fase de cualquier inversor esclavo, ya que se ignoran las tolerancias de los elementos físicos del inversor: Inductancias, filtros de las diferentes captaciones, sensores, etc. Suponiendo además que en todos los lazos de control se utiliza el mismo regulador e igualando la tensión de red v_r, v_s, v_r a cero ya que no modifica la dinámica de la planta $J_s(s)$, las corrientes y las tensiones de control del Inversor MS se pueden clasificar en cinco y cuatro tipos respectivamente:

- i_m, u_m : Corriente y tensión de control por cualquiera de las dos fases controladas del maestro.

- i_{mt} : Corriente por la fase no controlada del maestro.
- i_a, u_a : Corriente y tensión de control de la rama analizada.
- i_b, u_b : Corriente y tensión de control por cualquiera de las otras dos ramas del inversor esclavo analizado.
- i_c, u_c : Corriente y tensión de control de cualquiera de las ramas de cualquier otro inversor esclavo diferente al analizado.

Suponiendo que la fase analizada es la fase r del inversor dos, primero de los esclavos, y teniendo en cuenta los tipos de corrientes y tensiones de control definidas anteriormente, \mathbf{i} y \mathbf{u}_{io} son:

$$\mathbf{i}(s) = \mathbf{G}_e(s) \cdot \mathbf{u}_{io}(s),$$

donde:

$$\mathbf{i}(s) = \begin{bmatrix} i_m \\ i_m \\ i_{mt} \\ i_a \\ i_b \\ i_b \\ i_c \\ i_c \\ i_c \\ \dots \\ i_c \\ i_c \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_{io}(s) = \begin{bmatrix} u_m \\ u_m \\ u_a \\ u_b \\ u_b \\ u_c \\ u_c \\ u_c \\ \dots \\ u_c \\ u_c \\ u_c \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

A partir de (5.20) y (5.26) se puede obtener la expresión de cada uno de los cinco tipos de corrientes:

$$i_m = G_D \cdot u_m + G_C \cdot u_a + 2 \cdot G_C \cdot u_b + 3 \cdot (N-2) \cdot G_C \cdot u_c$$

$$i_{mt} = -2 \cdot G_D \cdot u_m + G_C \cdot u_a + 2 \cdot G_C \cdot u_b + 3 \cdot (N-2) \cdot G_C \cdot u_c$$

$$i_a = G_A \cdot u_a + 2 \cdot G_B \cdot u_b + 3 \cdot (N-2) \cdot G_C \cdot u_c$$

$$i_b = G_B \cdot u_a + (G_A + G_B) \cdot u_b + 3 \cdot (N-2) \cdot G_C \cdot u_c$$

$$i_c = G_C \cdot u_a + 2 \cdot G_C \cdot u_b + 3 \cdot (N-3) \cdot G_C \cdot u_c + (G_A + 2 \cdot G_B) \cdot u_c$$

(5.27)

A partir de la (5. 24), teniendo en cuenta la figura Fig. 5. 9 y que las corrientes de referencia son iguales a cero, se obtiene el valor de todas las tensiones de control salvo la analizada:

$$\begin{aligned} u_m &= -R(s) \cdot i_m \\ u_b &= -R(s) \cdot i_b \\ u_c &= -R(s) \cdot i_c \end{aligned} \quad (5. 28)$$

Combinando (5. 27) y (5. 28).

$$\begin{aligned} i_m &= -G_D \cdot R(s) \cdot i_m + G_C \cdot u_a - 2 \cdot G_C \cdot R(s) \cdot i_b - 3 \cdot (N - 2) \cdot G_C \cdot R(s) \cdot i_c \\ i_{mt} &= 2 \cdot G_D \cdot R(s) \cdot i_m + G_C \cdot u_a - 2 \cdot G_C \cdot R(s) \cdot i_b - 3 \cdot (N - 2) \cdot G_C \cdot R(s) \cdot i_c \\ i_a &= G_A \cdot u_a - 2 \cdot G_B \cdot R(s) \cdot i_b - 3 \cdot (N - 2) \cdot G_C \cdot R(s) \cdot i_c \\ i_b &= G_B \cdot u_a - (G_A + G_B) \cdot R(s) \cdot i_b - 3 \cdot (N - 2) \cdot G_C \cdot R(s) \cdot i_c \\ i_c &= G_C \cdot u_a - 2 \cdot G_C \cdot R(s) \cdot i_b - 3 \cdot (N - 3) \cdot G_C \cdot R(s) \cdot i_c - (G_A + 2 \cdot G_B) \cdot R(s) \cdot i_c \end{aligned} \quad (5. 29)$$

Resolviendo el sistema (5. 29) para i_a , se obtiene el valor de la corriente por la rama analizada, en función de la tensión de control de esa misma fase, u_a . Sustituyendo G_A , G_B , G_C y G_D en el resultado, y dividiéndolo por u_a se obtiene $J_s(s)$ y $H_s(s)$, siendo esta última la función de transferencia del sistema en lazo abierto (5. 30). El resultado es válido para cualquiera de las ramas de cualquiera de los esclavos.

$$\begin{aligned} J_s(s) &= \frac{i_a}{u_a} = \frac{(2M^2 - L^2 + LM + 3L^2N + 6M^2N - 9LMN)s^2 + R(s)(2 \cdot L - M + 3LN - 6MN)s + 3R(s)^2}{3N(L^3 - 3L^2M + 4M^3)s^3 + R(s)(4L^2 - 8M^2 - 4LM + 3L^2N - 6LMN)s^2 + 2R(s)^2(2L - M)s} \\ H_s(s) &= J_s(s) \cdot R(s) \end{aligned} \quad (5. 30)$$

5.3.3.5 Análisis de $H_m(s)$ y $H_s(s)$

El análisis de $H_m(s)$ (5. 25) y $H_s(s)$ (5. 30) se llevará a cabo, salvo indicación contraria, para un Inversor Maestro-Esclavo de 625kW cuyos parámetros son:

Tabla VI

CARACTERÍSTICAS INVERSOR MS DE 625 KW			
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Inductancias			
L	240 μ H	M	102 μ H
k_{cm}	0.85		
Hardware del inversor			
N	4	T_s	143 μ S
t_i	30 μ s		
Parámetros del regulador PI			
k_p	1.1	t_n	0.001
BW	500Hz	P	0.1

Los parámetros del regulador, k_p y t_n , han sido calculados de forma que la función de transferencia en lazo abierto del maestro, $H_m(s)$, tenga una frecuencia de corte, BW , de 500Hz y un margen de fase, MF , de 30°. En los reguladores de los esclavos se han utilizado los mismos parámetros.

La figura Fig. 5. 12 (a) muestra el Bode de $H_m(s)$ y $H_s(s)$ para diferente número de inversores en paralelo, N . En lo que se refiere al maestro, $H_m(s)$ no depende de N tal y como se aprecia en (5. 25), de forma que la estabilidad de los lazos de control de corriente del maestro no depende de N . No ocurre lo mismo con el lazo de control de corriente de cualquier esclavo. En este caso, en función de N la respuesta frecuencial de $H_s(s)$ varía considerablemente, pudiendo incluso llegar a la inestabilidad tal y como ocurre con el inversor analizado, donde $N = 4$. En la figura Fig. 5. 12 (a) se puede apreciar cómo $H_s(s)$ es inestable para $N = 4$.

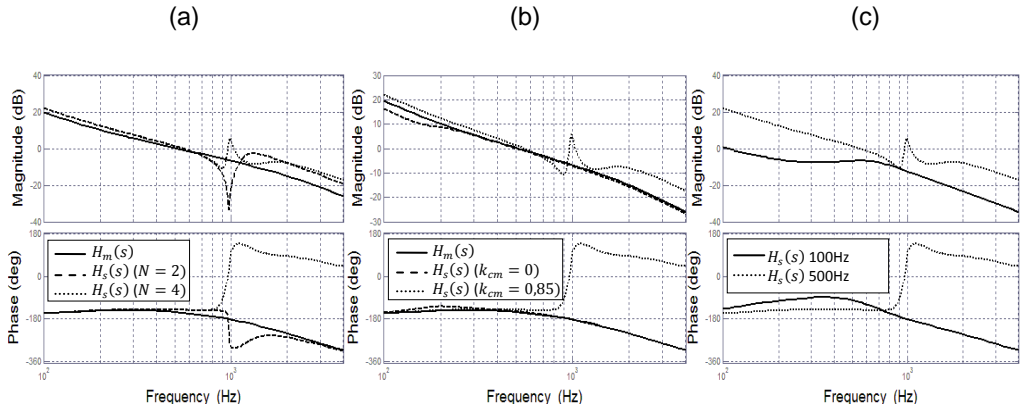


Fig. 5. 12 –Diagramas de bode de $H_m(s)$ y $H_s(s)$.

(a) Para diferente número de inversores, N . Donde $k_{cm} = 0.85$ y $BW = 500\text{Hz}$.

(b) Para diferente factor de acoplamiento k_{cm} . Donde $N = 4$ y $BW = 500\text{Hz}$.

(c) Para $BW = 500\text{Hz}$ y $BW = 100\text{Hz}$. Donde $N = 4$ y $k_{cm} = 0.85$.

Esta alta variabilidad se debe a los dos tipos de acoplamientos descritos anteriormente: Acoplamiento a través de v_{no} y acoplamiento a través de la inductancia trifásica, v_{zs1} (5. 12), reflejados también a través de G_C y G_B respectivamente.

En la figura Fig. 5. 12(b) se puede apreciar el efecto de utilizar inductancias monofásicas ($k_{cm} = 0$), siendo el resto de parámetros los definidos en la Tabla VI. Para que sean equivalentes, el valor de cada una de las inductancias monofásicas debe de ser $342\mu\text{H}$. Analizando (5. 12) se aprecia como para $k_{cm} = 0$ el efecto que v_{zs1} tiene en las corrientes se anula, $MF_2 = 0$, ya que la inductancia mutua, M , es igual a cero (5. 2). Como se puede ver en la figura Fig. 5. 12 (b), $H_s(s)$ para $k_{cm} = 0$ apenas varía con respecto a $H_m(s)$, quedando el sistema estable. Es por ello por lo que en los inversores MS presentes en la bibliografía se utilizan inductancias monofásicas [35]-[40]. El problema de esta solución es que, tal y como se ha detallado anteriormente, las inductancias monofásicas resultan en torno a un 25% más caras que las inductancias trifásicas equivalentes.

Otra posible solución consiste en utilizar un control más lento, de forma que la realimentación entre inversores sea la menor posible, disminuyendo el acoplamiento entre fases. En la figura Fig. 5. 12 (c) se observa el diagrama de bode obtenido al utilizar en el inversor analizado anteriormente un PI cuyos parámetros han sido calculados para obtener un ancho de banda de 100Hz y un margen de fase de 30° en $H_m(s)$, junto al obtenido con los parámetros propuestos anteriormente en la Tabla VI (500Hz y 30°). Se aprecia cómo con un lazo mucho más lento se consigue minimizar la interacción entre inversores, haciendo que el sistema sea estable. El problema es la pérdida de dinámica

en el lazo de control de corriente. En la figura Fig. 5. 13 se muestra el seguimiento de tres corrientes representativas del sistema de utilizar un regulador sintonizado a 100Hz. Para comprobar la dinámica, a los 20ms se realiza un escalón en la referencia de corriente:

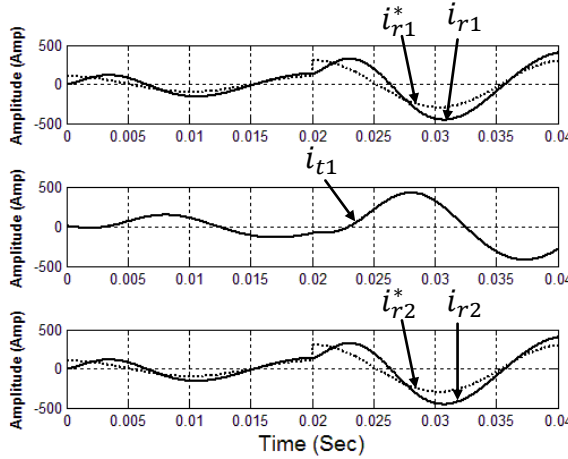


Fig. 5. 13 – Seguimiento de la referencia a 50Hz para el control a 100Hz.

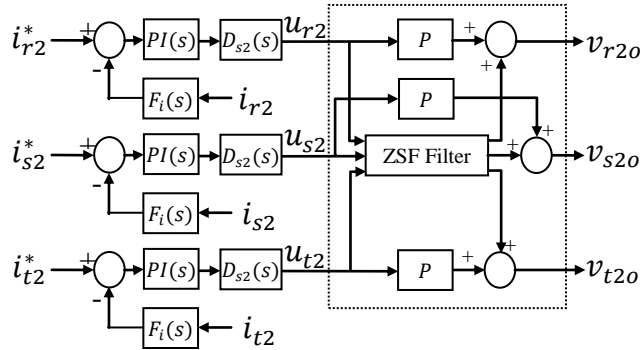
Como se puede apreciar en la figura anterior, al reducir la dinámica del regulador el sistema es estable, pero tiene un error de seguimiento de la referencia inadmisibles.

5.3.4 Control de 3N-1 corrientes, y atenuación del acoplamiento a través de v_{no} y v_{zsx}

5.3.4.1 Descripción de la estrategia de control

En este artículo se propone una nueva ley de modulación denominada a partir de ahora M_{e2} . Esta técnica minimiza la tensión de secuencia cero que genera cada inversor, v_{zsx} , de forma que v_{no} es minimizado también (5. 7). Recordando la expresión (5. 12), se observa como al minimizar v_{zsx} y v_{no} la corriente por cada una de las ramas depende mayoritariamente de la tensión de rama correspondiente. De esta forma, se consigue reducir el acoplamiento entre inversores y los diferentes lazos de control de corriente queda desacoplados entre sí, igual que ocurre en el Inversor Centralizado o el Inversor Multi-String.

La figura Fig. 5. 14 describe de forma gráfica la estructura de control propuesta, en este caso para el primero de los esclavos (inversor número 2). La zona señalada mediante puntos de la figura equivale a la zona señalada mediante puntos de la matriz M_{e2} en (5. 31).



Siendo el filtro ZSF (Zero Sequence Filter):

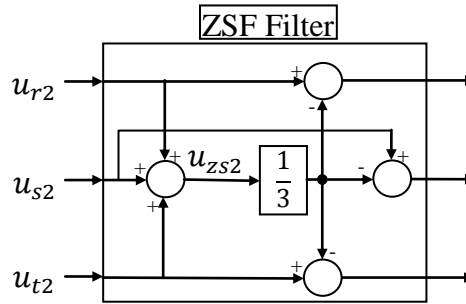


Fig. 5. 14 – Ley de modulación propuesta, M_{e2} , de forma gráfica. Filtro ZSF y ganancia P en paralelo, para el primero de los esclavos, inversor número 2.

Además del filtro ZSF aquí definido, es necesario añadir el término proporcional P , sin el cual la ganancia del lazo a bajas frecuencias sería muy baja, provocando la inyección de corriente DC desde el inversor. Más adelante, en el apartado 5.3.4.5, se analizará la influencia de este término.

De esta forma, el vector de tensiones de rama $v_{io}(s)$ quedará en función de la matriz de la ley de control propuesta, M_{e2} , y del vector de tensiones de control $u_{io}(s)$:

$$v_{io}(s) = M_{e2} \cdot u_{io}(s)$$

$$M_{e2} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & P + \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{3} & P + \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & P + \frac{2}{3} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & P + \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -\frac{1}{3} & P + \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & P + \frac{2}{3} \end{pmatrix} \quad (5.31)$$

Con el objetivo de simplificar el sistema e incrementar la comprensión de la técnica de control propuesta en esta tesis, se ha escogido una modulación escalar PWM. En cualquier caso, modulaciones más complejas podrían ser utilizadas sin problemas. La alternativa más extendida en este tipo de inversores es la modulación vectorial 3D (3D Space Vector Modulation - SVM) [32]. Otra alternativa interesante es la modulación 3D PWM propuesta en [56], que reduce de manera importante el coste computacional del proceso de modulación. Finalmente, también es posible realizar la inyección del tercer armónico que también tiene un coste computacional muy bajo. Cualquiera de estas modulaciones reduce las pérdidas de conmutación de la electrónica de potencia con respecto a la modulación escalar PWM, de forma que son muy recomendables.

5.3.4.2 Función de transferencia SISO

Igual que se ha realizado anteriormente en (5. 20) para $G_e(s)$, se genera una matriz que aglutina tanto la ley de modulación M_{e2} , como la planta del sistema:

$$\mathbf{G}_{e2}(s) = \mathbf{M}_{e2} \cdot \mathbf{G}(s) = \begin{pmatrix} G_D & 0 & G_C P & G_C P & G_C P & \dots & G_C P & G_C P & G_C P \\ 0 & G_D & G_C P & G_C P & G_C P & \dots & G_C P & G_C P & G_C P \\ -G_D & -G_D & G_C P & G_C P & G_C P & \dots & G_C P & G_C P & G_C P \\ 0 & 0 & G_A P + \frac{2 \cdot G_D}{3} & G_B P - \frac{G_D}{3} & G_B P - \frac{G_D}{3} & \dots & G_C P & G_C P & G_C P \\ 0 & 0 & G_B P - \frac{G_D}{3} & G_A P + \frac{2 \cdot G_D}{3} & G_B P - \frac{G_D}{3} & \dots & G_C P & G_C P & G_C P \\ 0 & 0 & G_B P - \frac{G_D}{3} & G_B P - \frac{G_D}{3} & G_A P + \frac{2 \cdot G_D}{3} & \dots & G_C P & G_C P & G_C P \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & G_C P & G_C P & G_C P & \dots & G_A P + \frac{2 \cdot G_D}{3} & G_B P - \frac{G_D}{3} & G_B P - \frac{G_D}{3} \\ 0 & 0 & G_C P & G_C P & G_C P & \dots & G_B P - \frac{G_D}{3} & G_A P + \frac{2 \cdot G_D}{3} & G_B P - \frac{G_D}{3} \\ 0 & 0 & G_C P & G_C P & G_C P & \dots & G_B P - \frac{G_D}{3} & G_B P - \frac{G_D}{3} & G_A P + \frac{2 \cdot G_D}{3} \end{pmatrix} \quad (5.32)$$

En este caso la corriente por el sistema se calcula de la siguiente manera:

$$\mathbf{i}(s) = \mathbf{G}_{e2}(s) \cdot \mathbf{u}_{io}(s) \quad (5.33)$$

5.3.4.3 Inversor maestro – Obtención de $H_{m2}(s)$

Igual que ocurre con la ley de modulación \mathbf{M}_e , con \mathbf{M}_{e2} el maestro tampoco perturba al resto de inversores ya que la suma de sus tres tensiones de rama es cero. Es por ello que la función de transferencia para el maestro, utilizando \mathbf{M}_{e2} , es la misma que la obtenida para \mathbf{M}_e , (5. 25).

$$J_{m2}(s) = J_m(s)$$

$$y \quad (5.34)$$

$$H_{m2}(s) = H_m(s)$$

5.3.4.4 Inversores esclavos – Obtención de $H_{s2}(s)$

Para obtener la función de transferencia de cualquiera de los esclavos con la ley de modulación \mathbf{M}_{e2} , se seguirá la misma metodología utilizada para \mathbf{M}_e : Basada en clasificar las variables del sistema en los cinco “tipos” de corrientes y cuatro de tensiones definidos anteriormente. A partir de (5. 32) y (5. 26) se obtiene la expresión de cada uno de los cinco tipos de corriente para \mathbf{M}_{e2} :

$$\begin{aligned}
i_m &= G_D \cdot u_m + P \cdot G_C \cdot u_a + 2 \cdot P \cdot G_C \cdot u_b + 3 \cdot (N - 2) \cdot P \cdot G_C \cdot u_c \\
i_{mt} &= -2 \cdot G_D \cdot u_m + (P \cdot G_C) \cdot u_a + 2 \cdot P \cdot G_C \cdot u_b + 3 \cdot (N - 2) \cdot P \cdot G_C \cdot u_c \\
i_a &= \left(G_A \cdot P + \frac{2 \cdot G_D}{3} \right) \cdot u_a + 2 \cdot \left(G_B \cdot P - \frac{G_D}{3} \right) \cdot u_b + 3 \cdot (N - 2) \cdot G_C \cdot P \cdot u_c \\
i_b &= \left(G_B \cdot P - \frac{G_D}{3} \right) \cdot u_a + \left(G_A \cdot P + G_B \cdot P + \frac{G_D}{3} \right) \cdot u_b + 3 \cdot (N - 2) \cdot (G_C \cdot P) \cdot u_c \\
i_c &= (G_C \cdot P) \cdot u_a + 2 \cdot (G_C \cdot P) \cdot u_b + 3 \cdot (N - 3) \cdot (G_C \cdot P) \cdot u_c + (G_A \cdot P + 2 \cdot G_B \cdot P) \cdot u_c
\end{aligned} \tag{5. 35}$$

Combinando (5. 35) y (5. 28).

$$\begin{aligned}
i_m &= -G_D \cdot R(s) \cdot i_m + P \cdot G_C \cdot u_a - 2 \cdot P \cdot G_C \cdot R(s) \cdot i_b - 3 \cdot (N - 2) \cdot P \cdot G_C \cdot R(s) \cdot i_c \\
i_{mt} &= 2 \cdot G_D \cdot R(s) \cdot i_m + P \cdot G_C \cdot u_a - 2 \cdot P \cdot G_C \cdot R(s) \cdot i_b - 3 \cdot (N - 2) \cdot P \cdot G_C \cdot R(s) \cdot i_c \\
i_a &= \left(G_A \cdot P + \frac{2 \cdot G_D}{3} \right) \cdot u_a - 2 \cdot \left(G_B \cdot P - \frac{G_D}{3} \right) \cdot R(s) \cdot i_b - 3 \cdot (N - 2) \cdot G_C \cdot P \cdot R(s) \cdot i_c \\
i_b &= \left(G_B \cdot P - \frac{G_D}{3} \right) \cdot u_a - \left(G_A \cdot P + G_B \cdot P + \frac{G_D}{3} \right) \cdot R(s) \cdot i_b - 3 \cdot (N - 2) \cdot G_C \cdot P \cdot R(s) \cdot i_c \\
i_c &= G_C \cdot P \cdot u_a - 2G_C \cdot P \cdot R(s) \cdot i_b - 3(N - 3)G_C \cdot P \cdot R(s) \cdot i_c - (G_A P + 2G_B P) \cdot R(s) \cdot i_c
\end{aligned} \tag{5. 36}$$

Resolviendo (5. 36) para i_a , se obtiene el valor de la corriente por la rama analizada, en función de la tensión de control de esa misma rama, u_a . Sustituyendo G_A , G_B , G_C y G_D en el resultado, y dividiéndolo por u_a , se obtiene $J_{s2}(s)$ y $H_{s2}(s)$, siendo esta última la función de transferencia del sistema en lazo abierto (5. 37).

$$\begin{aligned}
J_{s2}(s) &= \frac{i_a}{u_a} = \\
&= \frac{(2L^2N + 8M^2N - 8LMN)s^2 + P(2M^2 - L^2 + LM + 3L^2N + 6M^2N - 9LMN)s^2 + R(s)(P^2(2L - M + 3LN - 6MN) + P(L - 2M + 3LN - 6MN))s + 3R(s)^2(P^2 + P^3)}{3(NL^3 - 3NL^2M + 4NM^3)s^3 + R(s)(L^2N + 4M^2N - 4LMN + P(4L^2 - 8M^2 - 4LM + 3L^2N - 6LMN))s^2 + R(s)^2(P^2(4L - 2M) + P(2L - 4M))s} \\
H_{s2}(s) &= J_{s2}(s) \cdot R(s)
\end{aligned} \tag{5. 37}$$

5.3.4.5 Elección de P y análisis de $H_{m2}(s)$ y $H_{s2}(s)$

Antes de analizar el sistema con la nueva ley de modulación M_{e2} , es preciso determinar el valor de P .

En la figura Fig. 5. 15(a) se representa el bode en lazo abierto de $H_{s2}(s)$ para diferentes valores de P . El resto de parámetros son los definidos en la Tabla VI.

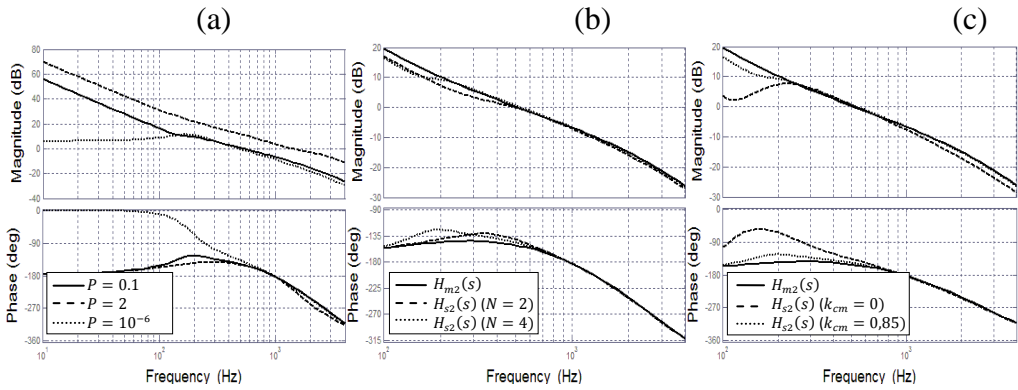


Fig. 5. 15– Diagrama de bode de $H_{m2}(s)$ y $H_{s2}(s)$.

(a) Diagrama de bode de $H_{s2}(s)$ en función de P .

(b) Para diferente valor de k_{cm} . Donde $N = 4$.

(c) Para diferente número de inversores N . Donde $k_{cm} = 0.85$.

Se puede apreciar en la figura Fig. 5. 15(a) como para un valor alto de P , $P = 2$, el sistema tiene una ganancia muy alta haciéndose inestable. Un valor bajo como puede ser $P = 10^{-6}$, estabiliza el sistema pero a costa de tener una ganancia muy baja a bajas frecuencias no pudiendo controlarse la componente DC de la corriente inyectada. El valor elegido, $P = 0.1$, mantiene un buen compromiso entre estabilidad y ganancia a bajas frecuencias.

En la figura Fig. 5. 15 (b) se muestra el bode de $H_{m2}(s)$ y $H_{s2}(s)$ para diferentes valores de N con el valor de P seleccionado, $P = 0.1$. Como se puede ver en la figura, ahora el sistema es estable independientemente del valor de N , y apenas hay variación con respecto al bode del maestro, $H_{m2}(s)$.

En la figura Fig. 5. 15 (c) se muestra el bode de $H_{s2}(s)$ en función del acoplamiento de la inductancia trifásica, k_{cm} . Como se puede apreciar en la figura, el ancho de banda y el

margen de fase del sistema apenas se ven influenciados por el valor de k_{cm} . Con la estrategia de control propuesta, la dinámica y estabilidad con inductancias trifásicas es similar a la obtenida con las monofásicas equivalentes.

Así pues, con la nueva ley de modulación M_{e2} , es posible utilizar los parámetros de la Tabla VI (500Hz y 30°) sin tener problemas de estabilidad. En la figura Fig. 5. 16 se muestran los resultados de simulación obtenidos con la estrategia de control propuesta para el mismo ensayo presentado anteriormente en la figura Fig. 5. 13. Se puede apreciar la mejoría obtenida al poder utilizar una frecuencia de corte, BW , de 500Hz y un margen de fase de 30° . Esta mejoría se refleja tanto en la respuesta frente a un escalón en la referencia de corriente, como en el seguimiento de la misma.

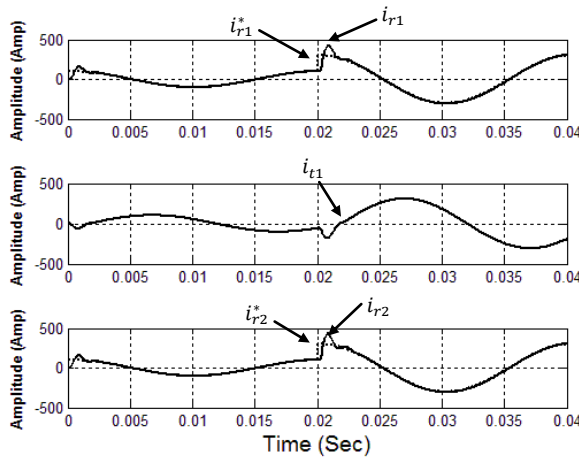


Fig. 5. 16 – Seguimiento de la referencia a 50Hz con M_{e2} y control con frecuencia de corte de 500Hz y margen de fase de 30° .

5.3.5 Resultados experimentales

Se ha comprobado la solución propuesta en un inversor MS formado por cuatro inversores trifásicos de 166kW cada uno. Este modelo, mostrado en la figura Fig. 5. 17, es conocido comercialmente como Ingecon Sun 625HE-MS, del fabricante de inversores fotovoltaicos INGETEAM.

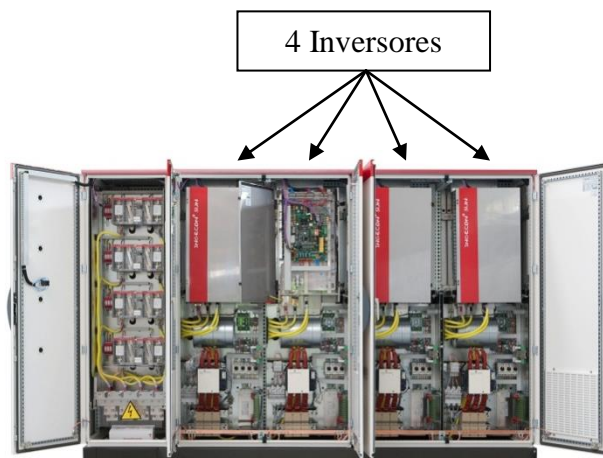


Fig. 5. 17 – Ingecon Sun 625HE-MS de INGETEAM.

Sin bien el estudio se ha llevado a cabo para un inversor con un filtro de salida en el lado de AC compuesto por una única L, el Ingecon Sun 625HE-MS tiene un filtro LCL debido a sus mejores propiedades de filtrado. Esta diferencia no afecta al resultado obtenido, ya que el comportamiento filtro LCL es similar al del filtro L a frecuencias inferiores a la frecuencia de resonancia [28]. En este caso, la inductancia equivalente tiene un valor igual a la suma de las dos inductancias del LCL [26]. El filtro LCL está suficientemente amortiguado combinando estrategias de amortiguamiento pasivo [26], [30] y activo [22], [27].

Los valores del filtro LCL del Ingecon Sun 625HE-MS son:

Tabla VII

LCL FILTER PARAMETERS FOR THE INGECON SUN 625HE-MS			
Parameter	Value	Parameter	Value
L_1	200 μ H	L_2	40 μ H
C	90 μ F		

El resto de parámetros son los mismos utilizados en esta tesis, y que han sido definidos previamente en la Tabla VI. La figura Fig. 5. 18 describe uno de los cuatro inversores de los que está compuesto el Ingecon Sun 625HE-MS.

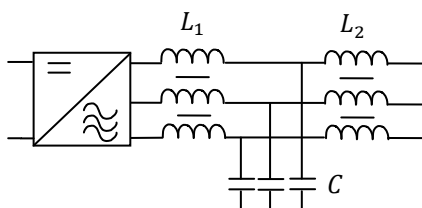


Fig. 5. 18 – Uno de los cuatro inversores de los que está compuesto el Ingecon Sun 625HE-MS.

Se utiliza una modulación escalar PWM, y la frecuencia de conmutación es 3500Hz. Además, las triangulares de los periféricos PWM de cada inductor están sincronizados entre sí mediante fibra óptica, con el fin de reducir la magnitud de las corrientes de alta frecuencia circulantes entre los cuatro inversores.

El Ingecon Sun 625HE-MS incorpora una UCC modelo DSP56F807 de la empresa Freescale en cada inductor. Adicionalmente, existe una única UCCP modelo STM32F103 de la empresa ST. La comunicación entre estos elementos se realiza mediante un bus CAN, ya utilizado en aplicaciones similares [36].

En el lado de AC, el inversor es conectado a una red trifásica de 275Vac y 50Hz.

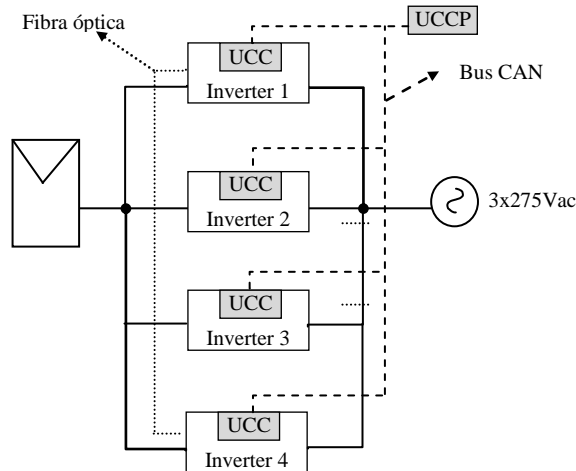


Fig. 5. 19 – Esquema de control del Ingecon Sun 625HE-MS.

Para realizar las medidas en las pruebas reales se ha utilizado un osciloscopio Tektronix DPO 4034 y tres sondas de corriente Yokogawa 701930.

Igual que se ha demostrado en el estudio teórico, en las pruebas realizadas en el Ingecon Sun 625HE MS también se pudo comprobar que el sistema es inestable al utilizar la ley de modulación M_e . En este caso la corriente se descontrola, deteniéndose el inversor por alarma de sobrecorriente tal y como se muestra en la figura Fig. 5. 20:

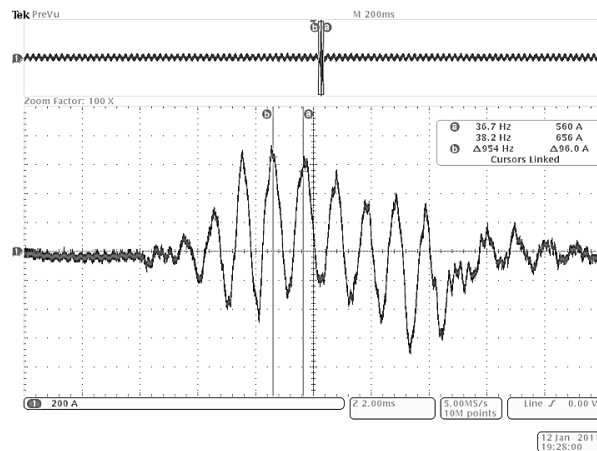


Fig. 5. 20 – Corriente i_{r2} con ley de modulación M_e en IS 625HE-MS.

Sin embargo, implementando la ley de modulación M_{e2} propuesta en esta tesis, el sistema se vuelve estable. En la figura Fig. 5. 21 se muestra el resultado obtenido en el Ingecon Sun 625HE-MS al implementar la ley de modulación M_{e2} , donde se puede apreciar que la corriente está totalmente controlada y la forma de onda es correcta:

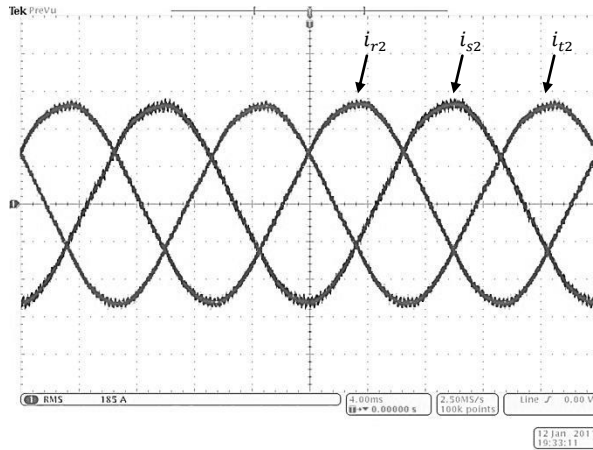


Fig. 5. 21 – Corrientes i_{r2} , i_{s2} y i_{t2} correspondientes al inversor 2 (esclavo) con la ley de modulación propuesta, M_{e2} .

Las Corrientes del inversor 1, el inversor maestro, son también correctas.

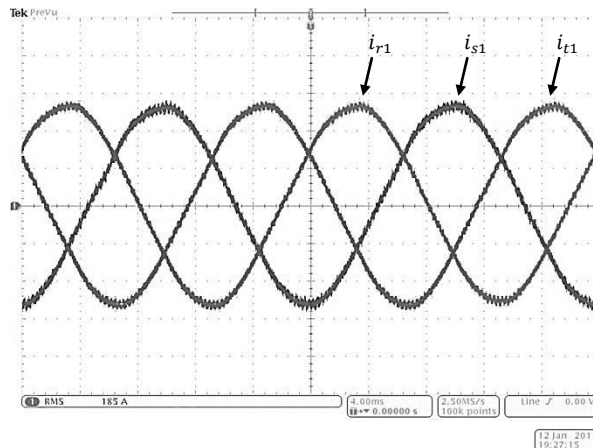


Fig. 5. 22 – Corrientes i_{r1} , i_{s1} y i_{t1} correspondientes al inversor 1 (maestro) con la ley de modulación propuesta, M_{e2} .

5.3.6 Conclusiones

En este apartado se ha modelizado una de las etapas de conversión utilizada en sistemas fotovoltaicos de gran potencia, denominada Inversor MS. El inversor MS es uno de los más interesantes tanto en términos técnicos como económicos. Esta etapa de conversión está formada por N inversores conectados en paralelo con parte AC y DC común. El modelo propuesto facilita sensiblemente el análisis de este tipo de sistemas. A partir del modelo se ha demostrado que existen dos tipos de acoplamientos entre las distintas fases de los diferentes inversores que comprometen la estabilidad del sistema. El primero de ellos se da a través de la tensión entre el neutro de la red y el punto medio del lado DC y se debe a la propia arquitectura del inversor MS. El otro se debe al acoplamiento magnético entre las fases de un mismo inversor y aparece al utilizar inductancias trifásicas. Usando inductancias monofásicas se elimina el segundo tipo de acoplamiento, lo que facilita el control del sistema. Sin embargo, esto encarece la etapa de conversión, ya que las inductancias monofásicas resultan en torno a un 25% más caras que las equivalentes trifásicas.

Se ha propuesto una nueva ley de modulación que minimiza los dos tipos de acoplamiento entre fases posibilitando el uso de inductancias trifásicas. La ley de modulación se basa en minimizar la tensión de secuencia cero generada por cada inversor. Con la estrategia de control propuesta se consigue un sistema estable e invariante con el número de inversores conectados en paralelo. Además, su implementación supone un bajo coste computacional.

Aunque el análisis se ha llevado a cabo para el caso más sencillo de inversores con filtro de salida L, tanto el modelo desarrollado como la estrategia de control propuesta son válidos para el uso de filtros LCL, siempre que la frecuencia de resonancia del filtro sea suficientemente alta.

Finalmente, los resultados teóricos han sido validados mediante pruebas reales en un inversor fotovoltaico Ingecon Sun 625HE MS de la empresa INGETEAM.

5.4 Control de tensión

5.4.1 Introducción

Como se ha explicado en el punto 5.2.1, en el Inversor Maestro-Esclavo es el inversor maestro el que realiza el control de tensión v_{pv} así como el algoritmo del MPPT. El resto de inversores, inversores esclavos, varían la potencia que inyectan cada segundo, siguiendo las órdenes del AGCC, lo que perturba levemente el control de tensión que ejecuta el maestro.

En este apartado se estudiará el modelo matemático de la planta del lazo de control de tensión en el Inversor Maestro-Esclavo.

De forma análoga a lo que ocurre en el Inversor Centralizado, cada uno de los inversores que componen el Inversor Maestro-Esclavo cuenta con un condensador en el lado de DC. Su finalidad es la de absorber las posibles fluctuaciones en la potencia inyectada debido a desequilibrios en la red eléctrica, errores de medida de corriente o tensión, etc. De esta manera, la tensión del campo solar se estabiliza maximizándose el rendimiento del MPPT, η_{mppt} . Estos condensadores además aportan los armónicos de alta frecuencia provocados por las conmutaciones del puente trifásico del inversor correspondiente [60], evitando que dichos armónicos circulen por el campo solar lo que provocaría pérdidas innecesarias, bajada del rendimiento del MPPT, así como sobretensiones en los elementos de conmutación fruto de la circulación de estas corrientes de alta frecuencia a través de las inductancias parásitas de los cables.

El objetivo del control de tensión es controlar la tensión en los condensadores de DC del inversor MS. En este caso, la capacidad equivalente del condensador a controlar es proporcional al número de inversores de los que está compuesto el Maestro-Esclavo.

5.4.2 Control de v_{pv} , modelado del sistema

Con el fin de obtener una expresión que determine el valor de v_{pv} , se analizan los valores de corriente entrante y saliente del condensador equivalente:

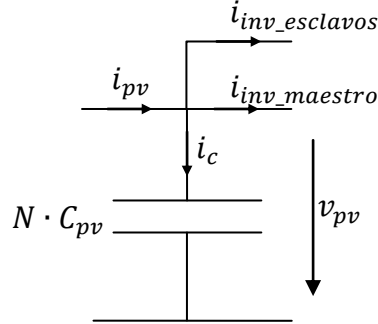


Fig. 5. 23 – Corrientes en el condensador de DC.

Se observa cómo la capacidad equivalente del condensador se multiplica por el número de inversores que componen el Inversor Maestro-Esclavo, N . Aplicando al nudo de corrientes la primera ley de Kirchhoff:

$$i_{pv} = i_{inv_maestro} + i_{inv_esclavos} + i_c \quad (5. 38)$$

Sustituyendo i_c por la expresión que define la corriente de un condensador en función de su tensión:

$$i_{pv} = i_{inv_maestro} + i_{inv_esclavos} + C_{pv} \cdot \frac{dv_{pv}}{dt} \quad (5. 39)$$

Aplicando la transformada de Laplace a (5. 39) queda:

$$i_{pv} = i_{inv_maestro} + i_{inv_esclavos} + C_{pv} \cdot s \cdot v_{pv} \quad (5. 40)$$

Con lo que la planta a controlar es:

$$v_{pv} = \frac{i_{pv} - i_{inv_maestro} - i_{inv_esclavos}}{C_{pv} \cdot s} \quad (5.41)$$

El diagrama de bloque de la planta a controlar en el siguiente:

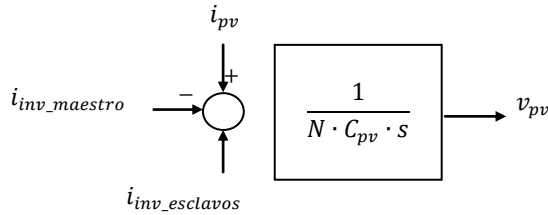
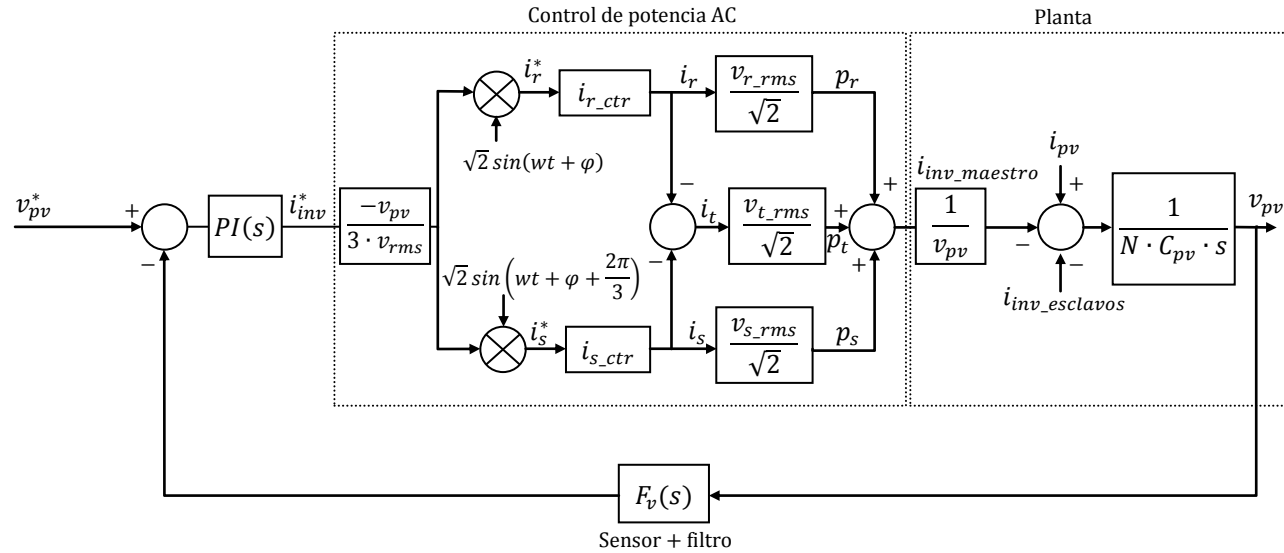


Fig. 5.24 – Planta de v_{pv} para un Inversor Maestro-Esclavo.

Se aprecia cómo el valor de v_{pv} depende de la diferencia entre la corriente entrante desde el campo solar, i_{pv} , la saliente hacia los inversores esclavos, $i_{inv_esclavos}$, y saliente hacia el inversor maestro, $i_{inv_maestro}$. También depende del propio valor del condensador, C_{pv} , y número de inversores de los que está compuesto el MS, N .

El lazo completo de control de tensión de bus para el Inversor Maestro-Esclavo que realiza el inversor maestro es el siguiente:

Fig. 5. 25 – Lazo completo de control de v_{pv} .

Se aprecia cómo la planta a controlar por el lazo de control de tensión es igual al caso del Inversor Centralizado, Fig. 3. 11, con la diferencia de que en el caso del Inversor MS, a la perturbación que supone la corriente del campo solar, i_{pv} , se añade la perturbación que supone la corriente por los inversos esclavos, $i_{inv_esclavos}$. De la misma manera, el regulador PI calcula la corriente de referencia del inversor, i_{inv}^* , en función del error de seguimiento de v_{pv} . Esta referencia de corriente pasa al bloque de control de potencia AC, cuya función es al de asegurar que el inversor maestro extraiga de los condensadores la corriente necesaria. Se invierte el signo de la referencia con el fin de eliminar el signo negativo de la planta.

Dentro del bloque de control de potencia AC, inicialmente se generan las consignas de corriente instantáneas i_r^* y i_s^* utilizadas por los lazos de control de corriente i_{r_ctr} y i_{s_ctr} descritos en capítulo 5.3. Estas consignas de corriente son obtenidas a partir de i_{inv}^* teniendo en cuenta las tensiones de red, v_{rms} y la tensión del campo solar, v_{pv} . El valor obtenido se multiplica por una onda senoidal en fase con la tensión de red correspondiente para cada una de las dos fases. Finalmente, se obtiene el valor de la potencia inyectada por cada una de las tres fases tras multiplicar la corriente por cada una de ellas por su tensión. La suma de las tres potencias da como resultado la potencia total inyectada a red por el inversor. Dividiendo este valor por la tensión del campo solar, se obtiene la corriente del campo solar extraída por el inversor.

Como la dinámica del bloque de control de potencia AC es muy superior a la del lazo de tensión aquí analizado, este bloque suele simplificarse por la unidad:

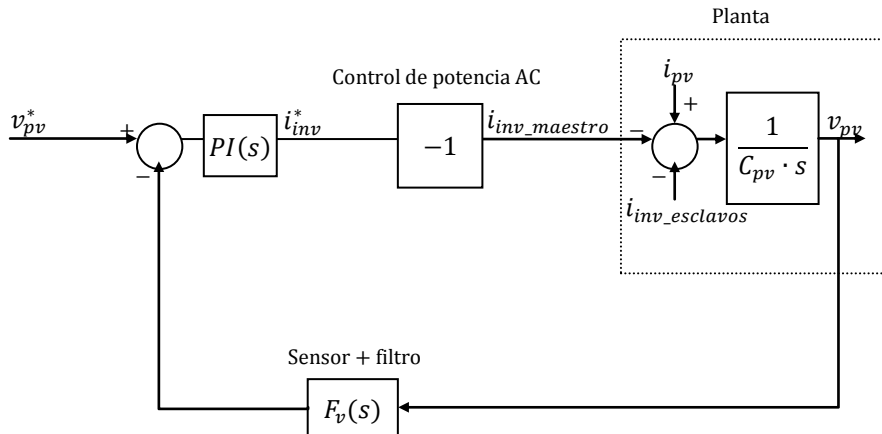


Fig. 5. 26 – Lazo simplificado de control de v_{pv} .

El bloque $F_v(s)$ modela el sensor de tensión del campo solar y su filtro de medida mediante un filtro paso-bajo:

$$F_v(s) = \frac{1}{t_v \cdot s + 1} \quad (5.42)$$

5.4.3 Sintonización del regulador

En este punto se describe la forma de obtener los parámetros del regulador PI, en función de la frecuencia de corte y el margen de fase deseados para este lazo de control de tensión, BW y MF .

La expresión en lazo abierto de la planta descrita en la figura Fig. 5. 26 es idéntica a la correspondiente al Inversor Centralizado, pero multiplicando la capacidad equivalente por el número de inversores, N :

$$L.A.(s) = k_p \cdot \left(1 + \frac{1}{t_n \cdot s}\right) \cdot \frac{1}{N \cdot C_{pv} \cdot s} \cdot \frac{1}{t_v \cdot s + 1} \quad (5.43)$$

Por lo tanto, los parámetros t_n y k_p tienen el siguiente valor:

$$t_n = \frac{\tan(MF + \tan^{-1}(t_v \cdot 2\pi f_c))}{2\pi f_c} \quad (5.44)$$

$$k_p = \frac{t_n \cdot (2\pi f_c)^2 \cdot N \cdot C_{pv} \cdot \sqrt{(t_v \cdot 2\pi f_c)^2 + 1}}{\sqrt{(t_n \cdot 2\pi f_c)^2 + 1}} \quad (5.45)$$

5.5 Modelo de modo común

5.5.1 Introducción

Tal y como sucede con los Inversores Centralizados y los Inversores Multi-String, los Inversores Maestro-Esclavo también se conectan a la red eléctrica a través de un transformador estrella-triángulo con el neutro de la estrella aislado en el lado del inversor. Es por ello que en este caso también se generan corrientes en modo común, las cuales circulan por la capacidad parásita del transformador a tierra. Estas corrientes varían en función del valor de las capacidades parásitas del transformador y del campo solar, de la

impedancia a tierra así como de los filtros EMI. Igual que ocurre con las otras dos arquitecturas analizadas, es preciso minimizar estas corrientes lo máximo posible ya que pueden ser muy perjudiciales para el resto de sistemas eléctricos y electrónicos de la instalación y de los alrededores, incumpléndose la normativa de compatibilidad electromagnética que aplica a estos inversores [63].

En los siguientes puntos se describe el circuito en modo común con más detenimiento.

5.5.2 Descripción del sistema

Como la arquitectura del Inversor Maestro-Esclavo es equivalente a la del Inversor Multi-String pero uniendo los campos solares entre sí, el modelo en modo común es similar al presentado para el caso del Inversor Multi-String a través de la figura Fig. 4. 2. De esta manera, la figura Fig. 5. 27 corresponde al modelo en modo común para un Inversor Maestro-Esclavo. Los elementos de este modelo son equivalentes a los del Inversor Multi-String:

- La capacidad $C_{pv\bar{g}}$ es la capacidad parásita del campo solar tierra y depende de la cantidad y tipo de paneles solares utilizados, del tipo de instalación y de las condiciones climáticas y geográficas.
- La inductancia L_{pv} es la inductancia parásita de los cables. Depende del tipo de cable utilizado y del recorrido desde el campo solar hasta el inversor.
- La inductancia L_{EMI} y el condensador C_{EMI} componen el filtro EMI del Inversor Maestro-Esclavo. En este caso existen dos opciones: Implementar un único filtro EMI para todo el Inversor Maestro-Esclavo, o incluir un filtro EMI por cada uno de los N inversores. Generalmente es más económico minimizar el número de elementos aún a costa de que estos sean de más potencia, y es por ello que la opción escogida es la primera: un único filtro EMI para todo el inversor.
- Como la inductancia trifásica utilizada en los N inversores de los que está compuesto el Inversor Maestro-Esclavo es la misma, la inductancia de fugas de cada inversor también será igual, L_f .
- La capacidad C_{tg} es la capacidad del transformador de potencia a tierra. Por ella circula la corriente en modo común generada por el inversor, i_{mc}^\wedge .
- La corriente $i_{mc_pv}^\wedge$ es la corriente en modo común que circula por el campo solar.

- Las corrientes \hat{i}_{mc_1} , \hat{i}_{mc_2} , ..., \hat{i}_{mc_N} son las corrientes en modo común que circulan por cada uno de los inversores, y cuyo sumatorio es la corriente en modo común total del Inversor Maestro-Esclavo.

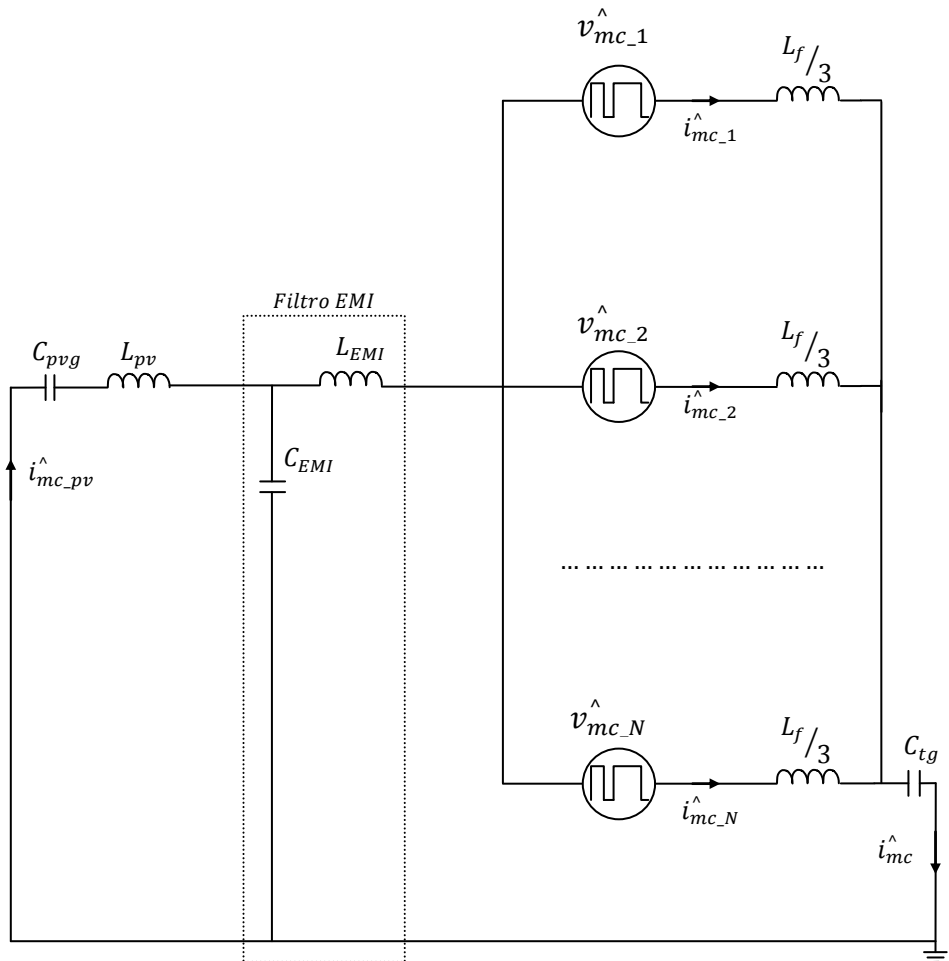


Fig. 5. 27 – Modelo en modo común del Inversor Maestro-Esclavo.

La magnitud de las corrientes que circulan de un inversor a otro depende de la impedancia en modo común de las inductancias trifásicas, $L_f/3$, y de la diferencia de tensión entre las diferentes fuentes \hat{v}_{mc_1} , \hat{v}_{mc_2} , ..., \hat{v}_{mc_N} . Con el fin de minimizarlas, se utiliza la misma técnica de sincronización utilizada en el Inversor Multi-String. Es decir, se sincronizan mediante pulsos de fibra óptica las triangulares de comparación de los PWM-s de todos los inversores consiguiendo así que la fase de los armónicos de alta

frecuencia sea la misma. No solo eso, sino que al compartir todos los inversores el lado de DC, estos armónicos de alta frecuencia también coinciden en amplitud, con lo que se concluye que las fuentes de tensión en modo común en el Inversor Maestro-Esclavo son iguales y se definen como v_{mc} .

$$\hat{v}_{mc_1} = \hat{v}_{mc_2} = \dots = \hat{v}_{mc_N} = \hat{v}_{mc} \quad (5.46)$$

5.5.3 Elección del filtro EMI

Los filtros de corrientes en modo común suelen determinarse tras pruebas empíricas realizadas en laboratorios de EMC. Estos laboratorios son capaces de realizar las pruebas de compatibilidad electromagnética correspondientes, [63].

A pesar de ello, se suele partir de un filtro EMI inicial cuyos parámetros hayan sido calculados de forma que las diferentes resonancias del sistema en modo común no se exciten por las fuentes de tensión en modo común asociadas a cada inversor. En el caso de que las fuentes de tensión excitasen estas resonancias, las corrientes en modo común podrían alcanzar valores muy altos.

Para poder realizar un diseño preliminar de los filtros EMI, es necesario calcular las funciones de transferencia de las corrientes en función de la tensión en modo común. A continuación se obtendrá la función de transferencia H_{mc} , que relaciona la corriente en modo común por el transformador, \hat{i}_{mc} , en función del valor de las fuentes de tensión en modo común, \hat{v}_{mc} . De la misma forma, también se obtendrá la función de transferencia H_{mc_pv} , que relaciona la corriente por el campo solar, \hat{i}_{mc_pv} , con la tensión en modo común, \hat{v}_{mc} .

Se parte de la figura Fig. 5. 27 y de la ecuación (5. 46) y se simplifica el esquema obteniendo el circuito equivalente Thevenin de todo el Inversor Maestro-Esclavo.

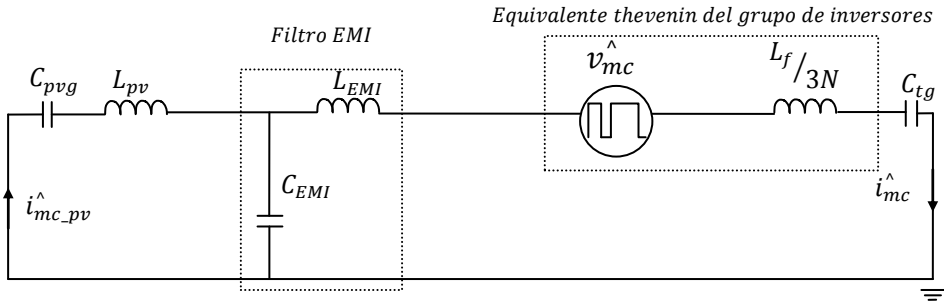


Fig. 5. 28 – Modelo en modo común simplificado del Inversor Maestro-Esclavo.

Se observa cómo el circuito en modo común del Inversor Maestro-Esclavo es exacto al circuito en modo común del Inversor Centralizado presentado en la figura Fig. 3. 22, pero dividiendo la impedancia en modo común de la inductancia trifásica entre el número de inversores en paralelo, $L_f/3N$.

De esta manera la función de transferencia H_{mc} , que define la corriente en modo común en función de la tensión, se puede obtener a partir de la ecuación (3. 51) sustituyendo L_f por L_f/N :

$$H_{mc} = \frac{\hat{i}_{mc}}{\hat{v}_{mc}} = \frac{1}{\frac{(3 \cdot N \cdot C_{tg} \cdot L_{EMI} + C_{tg} \cdot L_f) \cdot s^2 + 3 \cdot N}{3 \cdot N \cdot C_{tg} \cdot s} + \frac{(C_{pvg} \cdot L_{pv}) \cdot s^2 + 1}{(C_{EMI} \cdot C_{pvg} \cdot L_{pv}) \cdot s^3 + (C_{EMI} + C_{pvg}) \cdot s}} \quad (5. 47)$$

La función de transferencia de la corriente en modo común que circula por el campo solar, H_{mc_pv} , es igual a la calculada para el Inversor Centralizado, (3. 52):

$$H_{mc_pv} = \frac{\hat{i}_{mc_pv}}{\hat{v}_{mc}} = H_{mc} \cdot \frac{C_{pvg}}{C_{pvg} + C_{EMI} + C_{pvg} \cdot C_{EMI} \cdot L_{pv} \cdot s^2} \quad (5. 48)$$

Igual que ocurre en el caso del Inversor Centralizado, Las dos funciones de transferencia, H_{mc} y H_{mc_pv} , tienen dos resonancias, f_{r1} y f_{r2} , las cuales se calculan anulando el denominador de (5. 47). El resultado es el siguiente:

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{Z} + C_{tg} \cdot L_e \cdot (C_{EMI} + C_{pvg}) + 3 \cdot C_{pvg} \cdot L_{pv} \cdot (C_{EMI} + C_{tg})}{2 \cdot C_{EMI} \cdot C_{pvg} \cdot C_{tg} \cdot L_e \cdot L_{pv}}}$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{C_{EMI} \cdot C_{tg} \cdot L_e - \sqrt{Z} + C_{pvg} \cdot (C_{tg} \cdot L_e + 3 \cdot L_{pv} \cdot (C_{EMI} + C_{tg}))}{2 \cdot C_{EMI} \cdot C_{pvg} \cdot C_{tg} \cdot L_e \cdot L_{pv}}}$$
(5. 49)

Siendo Z:

$$Z = \left((C_{EMI} + C_{pvg}) \cdot C_{tg} \cdot L_e \right)^2 - 6 \cdot C_{pvg} \cdot C_{tg} \cdot L_{pv} \cdot L_e$$

$$\cdot \left(C_{EMI}^2 + (C_{pvg} + C_{tg}) \cdot C_{EMI} - C_{pvg} \cdot C_{tg} \right) + \left(3 \cdot C_{pvg} \cdot L_{pv} \cdot (C_{EMI} + C_{tg}) \right)^2$$
(5. 50)

Y siendo L_e :

$$L_e = 3 \cdot L_{EMI} + \frac{L_f}{N}$$
(5. 51)

Se puede apreciar cómo las expresiones son exactamente iguales a las calculadas para el caso del inversor centralizado, (3. 53), pero sustituyendo L_f por L_f/N .

A la hora de diseñar el filtro EMI, se escogerán los valores de C_{EMI} y L_{EMI} de forma que las resonancias f_{r1} y f_{r2} no se vean excitadas por los armónicos de alta frecuencia de la fuente de tensión en modo común, que tal y como se ve en la figura Fig. 3. 17 (a) corresponden a los armónicos impares de la frecuencia de conmutación, f_c .

Con el fin de realizar el ejemplo de diseño del filtro EMI, se ha escogido el caso del Inversor Maestro-Esclavo de 625kW, compuesto por cuatro inversores de 156kW cada uno. Las características de este inversor se describen en la Tabla VIII.

Tabla VIII

ELEMENTOS DEL CIRCUITO EN MODO COMÚN DEL INVERSOR MAESTRO-ESCLAVO DE 4*156 KW

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Elementos parásitos del circuito en modo común			
L_f	36 μ H	C_{tg}	100nF
C_{pv_max}	125uF	L_{pv_max}	119uH
C_{pv_min}	5uF	L_{pv_min}	10uH
N	4		
Elementos del filtro EMI			
C_{EMI}	100nF	L_{EMI}	200uH

Como tanto la capacidad del campo solar a tierra, C_{pv_g} , como la inductancia del campo solar, L_{pv} , varían en función de la instalación, las condiciones climáticas y el tipo de panel solar utilizado entre otros factores, se han definido unos valores máximos y mínimos de dichas variables. Se comprobará el resultado para estos valores extremos.

La siguiente imagen muestra la respuesta frecuencial de H_{mc} para los parámetros presentados en la Tabla VIII. Se aprecia cómo el filtro EMI, C_{EMI} y L_{EMI} , ha sido escogido de forma que las resonancias del sistema no coincidan con los principales armónicos de la fuente de tensión en modo común, v_{mc}^{\wedge} . Cada uno de los cuatro bodes corresponde con una combinación entre las variables C_{pv_max} , C_{pv_min} , L_{pv_max} y L_{pv_min} . Se observa como ninguno de los armónicos de v_{mc}^{\wedge} excitan ninguna de las resonancias para los casos analizados:

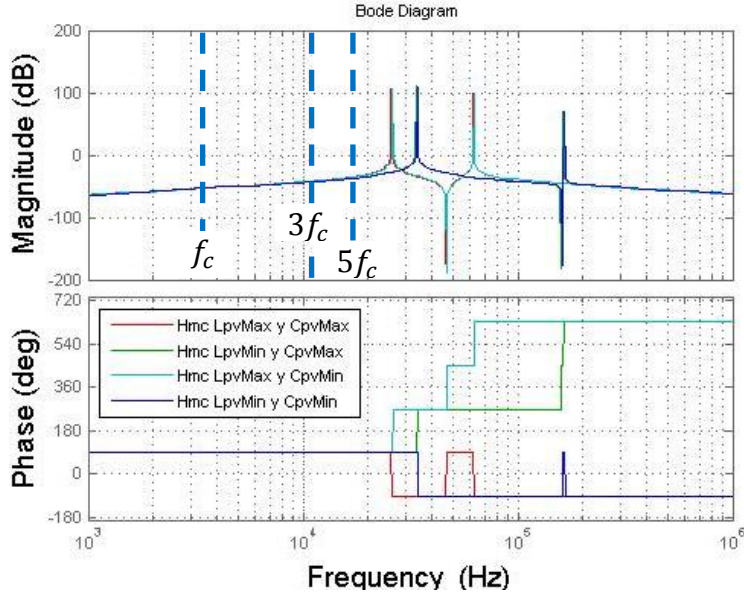


Fig. 5.29 – Bode de las funciones de transferencia de las corrientes en modo común, H_{mc} , para el Inversor Maestro-Esclavo.

También se han obtenido los bodes para la corriente por el campo solar, $H_{mc_{pv}}$.

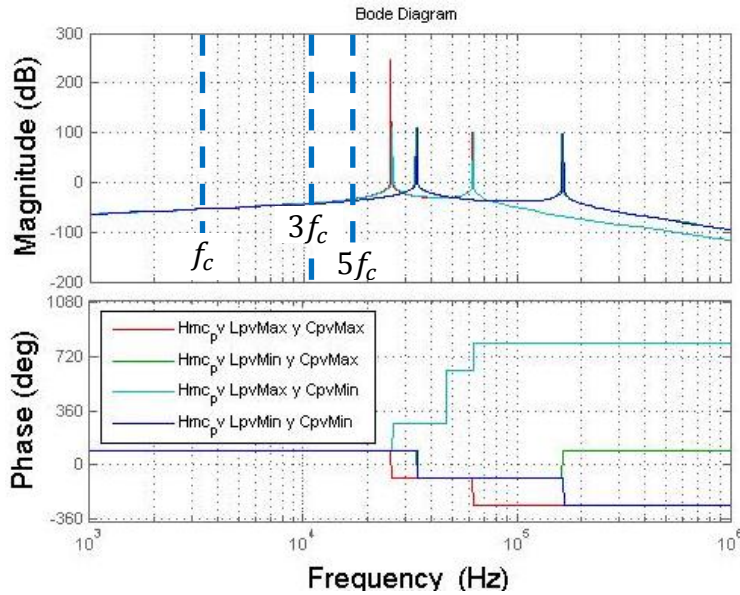


Fig. 5.30 – Bode de las funciones de transferencia de las corrientes en modo común, $H_{mc_{pv}}$ para el Inversor Maestro-Esclavo.

Se concluye que en ningún caso, independientemente del valor de C_{pv} y de L_{pv} , las resonancias del sistema se ven excitadas ni por el primer ni por el tercer ni por el quinto armónico de \hat{v}_{mc} . Es posible que en algún caso armónicos impares superiores al quinto exciten alguna de las frecuencias de resonancia, pero normalmente esto no supone un problema debido a que la amplitud de dichos armónicos disminuye paulatinamente conforme aumenta la frecuencia.

Conclusiones, aportaciones y líneas futuras

6.1 Conclusiones

Con el objetivo de frenar el cambio climático que amenaza con la continuidad de la vida en nuestro planeta tal y como la conocemos, es preciso potenciar las energías renovables. En este contexto, la energía solar fotovoltaica es una de las energías con mayor potencial debido a su alta capacidad de implantación. Los estímulos económicos recibidos a principios del siglo veintiuno en forma de primas, la crisis financiera y la aparición en el mercado de fabricantes asiáticos, han tenido como resultado una bajada de precios importantísima en los últimos años, bajada que todavía se está produciendo. Fruto de ello, la potencia fotovoltaica instalada a nivel mundial crece cada año de forma exponencial. Para obtener una rentabilidad económica lo más alta posible, es preciso minimizar la inversión necesaria para construir una instalación pero también hay que maximizar la eficiencia y la disponibilidad de la misma para, de esta forma, disminuir los tiempos de amortización. Es por este motivo por el cual las grandes instalaciones solares, de decenas de megavatios, se están convirtiendo en tan habituales. En comparación con las pequeñas instalaciones fotovoltaicas, las grandes instalaciones tienen una mejor relación entre energía eléctrica producida y coste de la instalación. Este factor es conocido como €/W, coste del en euros dividido por la potencia en vatios. Además, este tipo de instalaciones suelen tener una eficiencia y una disponibilidad mayor y menores costes de mantenimiento.

El inversor fotovoltaico es un elemento crítico dentro de la instalación, ya que incide directamente sobre el coste de la misma, sobre su eficiencia y sobre su disponibilidad. El inversor ideal debe ayudar a reducir el coste de la instalación, aumentar su eficiencia y aumentar su disponibilidad reduciendo los tiempos necesarios para su mantenimiento o reparación. En lo que se refiere a estas grandes instalaciones, los inversores que más se acercan a este ideal son los inversores fotovoltaicos de alta potencia, de aproximadamente un megavatio. Esto se debe principalmente a que son los inversores de alta potencia los que tienen una mejor relación €/W. Es decir, es más económico realizar una planta de 1MW de potencia utilizando un único inversor de 1MW que hacerlo con diez inversores de 100kW o doscientos de 5kW.

En lo que se refiere a la topología de conversión, existen tres tipos de inversores fotovoltaicos de alta potencia: El Inversor Centralizado, el Inversor Multi-String y el Inversor Maestro-Eslavo. A lo largo de esta tesis se han analizado los tres tipos, realizándose aportaciones sobre el estado del arte en todos ellos.

El Inversor centralizado es la arquitectura básica de conversión ya que está compuesta por un único inversor trifásico que es capaz de evacuar toda la potencia disponible en el campo solar hacia la red eléctrica. Por un lado entra la potencia proveniente del campo solar, que es de carácter continuo. El inversor convierte la potencia en forma alterna para poder inyectarla a la red eléctrica que es también de carácter alterno. La red eléctrica a la que se conectan este tipo de inversores de gran potencia es de tipo IT, con el neutro aislado de tierra. El punto fuerte de este tipo de inversores es el precio, ya que el número de elementos necesarios para su fabricación es inferior a las otras dos arquitecturas, con lo que resulta más barato. Tiene una buena eficiencia de conversión, especialmente a potencias medias y altas, y su principal inconveniente es la eficiencia del MPPT. Al hacer trabajar a todo el campo solar a una misma tensión, aumentan las pérdidas de mismatching reduciéndose la productividad de la instalación. Además, no tiene una buena disponibilidad ya que tanto al realizar labores de mantenimiento como en caso de avería, se pierde la totalidad de la potencia disponible en el campo solar.

El Inversor Centralizado es una arquitectura sobradamente conocida y con un estado del arte muy extenso. A pesar de ello, se ha analizado a lo largo de esta tesis por tratarse de la arquitectura básica de conversión en la que se basan tanto el Inversor Multi-String como el Inversor Maestro-Eslavo analizados posteriormente. En un primer punto se ha diseñado el control de la corriente inyectada a la red. Se trata de un control escalar basado en un regulador tipo PI muy utilizado en infinidad de aplicaciones. También se ha diseñado el control de la tensión del campo solar, utilizando nuevamente un regulador del tipo PI. Finalmente se ha analizado el circuito en modo común de este tipo de inversores. La peculiaridad del circuito en modo común en los inversores fotovoltaicos radica en el alto valor que alcanza la capacidad parásita entre los polos negativo y positivo del campo solar y tierra. Esta capacidad permite la circulación de corrientes en modo común, las cuales deben de ser filtradas para cumplir la normativa de compatibilidad electromagnética. En esta tesis se ha propuesto una metodología de diseño del filtro en modo común necesario para reducir este tipo de corrientes, basada en la obtención analítica de las frecuencias de resonancia del sistema. El filtro se diseña de manera que las frecuencias de resonancia del sistema no coincidan ni con la frecuencia de conmutación de los inversores ni con sus armónicos de mayor frecuencia.

La segunda topología de conversión analizada a lo largo de esta tesis es la del Inversor Multi-String. A diferencia del Inversor Centralizado, el Inversor Multi-String está compuesto por N inversores en paralelo a través de los cuales se realiza la conversión de

potencia DC/AC. Por ello, el campo solar también se divide en N subcampos, cada uno de las cuales se conecta a uno de los inversores. Tal y como ocurre con el Inversor Centralizado, los N inversores inyectan la potencia a una misma red común del tipo IT. El Inversor Multi-String suele tener una eficiencia máxima ligeramente inferior a la del Inversor Centralizado, si bien a altas potencias tienden a igualarse. Sin embargo, al estar el campo solar dividido en N partes, la eficiencia del MPPT es superior a la del Inversor Centralizado ya que cada una de las zonas del campo fotovoltaico puede trabajar a su tensión de MPP, reduciendo de esta manera las pérdidas de mismatching. De las tres topologías analizadas, esta es la que tiene una mejor eficiencia del MPPT ya que en los otros dos casos la tensión de trabajo de todo el campo solar es la misma. Por otro lado, el Inversor Multi-String es una opción más cara que la del Inversor Centralizado, ya que a pesar de estar compuesto por elementos de menos potencia, y por lo tanto más baratos, se multiplica el número de dichos elementos por N . Por otro lado, al tratarse de una tecnología más simple son más fáciles de reparar, con lo que en caso de avería el tiempo de reparación y las pérdidas de producción asociadas serán inferiores. Además, si uno de los inversores se avería, el resto puede seguir funcionando por lo que únicamente se perderá la potencia del subcampo asociado a dicho inversor. Es por ello que el Inversor Multi-String consigue una disponibilidad mayor que la del Inversor Centralizado.

A pesar de que la topología del Inversor Multi-String es bien conocida en el estado del arte, el hecho de utilizarla en aplicaciones fotovoltaicas supone una diferencia crucial con respecto a otras aplicaciones. Esta diferencia radica en la alta capacidad parásita a tierra que presenta cada uno de los N subcampos solares. En este caso, a las corrientes por tierra que circulaban a través de la capacidad parásita del transformador de AC, y que ya aparecían en el Inversor Centralizado, hay que sumarles otras corrientes en modo común circulantes entre inversores. Estas corrientes únicamente se ven limitadas por las inductancias en modo común de cada inversor, y por la capacidad del campo solar a tierra que como ya se ha apuntado es muy alta. Además, son directamente proporcionales a la diferencia de tensión en modo común entre los diferentes inversores. El valor de estas corrientes puede ser muy elevado, algo inadmisibles de cara al correcto funcionamiento de otros dispositivos electrónicos de la instalación así como de cara a cumplir las normativas EMC correspondientes. Para solucionar este problema, en esta tesis se propone por un lado minimizar lo más posible la diferencia de tensión en modo común entre inversores, y por otro lado reducir la magnitud de la corriente utilizando filtros pasivos. La diferencia de tensión en modo común depende por una parte de la diferencia de tensión del MPP de cada subcampo, algo que depende de la instalación, pero también depende del desfase entre las N triangulares portadoras de los PWMs de cada inversor. Es por ello que, con el fin de minimizar lo más posible la diferencia de tensión en modo común de cada inversor, en esta tesis se propone sincronizar las triangulares portadoras de todos los inversores. Una vez reducida lo más posible la fuente de tensión, se utilizan

filtros en modo común para minimizar las corrientes hasta los valores normativos. Para ello, se ha propuesto una metodología de diseño de estos filtros que tiene en cuenta la diferencia máxima entre las tensiones de MPP de cada subcampo, y que obtiene analíticamente las frecuencias de resonancia del circuito en modo común.

La topología de conversión analizada en último lugar es la del Inversor Maestro-Esclavo. Se trata de una combinación de las dos estructuras de conversión anteriores. Por un lado, internamente está compuesta por N inversores en paralelo igual que ocurre con el Inversor Multi-String, con lo que la potencia inyectada se reparte entre los N inversores. Por el contrario, el campo solar no está dividido, y se conecta a la etapa de conversión igual que ocurre con el Inversor Centralizado. Este tipo de conexionado permite ajustar la potencia inyectada por cada uno de los N inversores siguiendo diferentes estrategias, con el fin de disminuir el tiempo de funcionamiento de cada inversor o aumentar la eficiencia de la etapa de conversión. Se puede decir que desde el lado de DC es como un Inversor Centralizado ya que tiene un único MPPT, pero desde el lado de AC es como un Inversor Multi-String al estar compuesto por N inversores en paralelo. Tal y como ocurre con las otras dos arquitecturas, los N inversores están conectados a la misma red eléctrica que es del tipo IT, neutro aislado de tierra. La eficiencia a bajas potencias del Inversor Maestro-Esclavo es superior a las otras dos arquitecturas. Esta diferencia se debe a la estrategia de funcionamiento del inversor MS, que varía el número de inversores activos en función de la potencia solar disponible, con el objetivo de que los inversores activos trabajen lo más cerca posible de su rendimiento máximo que se obtiene en torno al 35% de su potencia nominal. Respecto a la eficiencia del MPPT, al igual que ocurre con el Inversor Centralizado, al tener una única entrada de DC esta arquitectura tiene una eficiencia del MPPT inferior a la del Inversor Multi-String. Por otro lado, el Inversor Maestro-Esclavo es el que mejor disponibilidad tiene ya que de averiarse uno de los inversores, la potencia solar disponible se reparte entre los inversores no averiados hasta que estos alcancen su potencia máxima. Únicamente a partir de este punto se limita la potencia extraída del campo solar. De esta forma, solo se perderá energía por la avería de uno de los inversores en aquellos instantes en los que la potencia fotovoltaica supere la potencia total de los inversores no averiados, minimizando las pérdidas de producción con respecto a las dos topologías anteriores.

Un aspecto a tener en cuenta en este tipo de inversores es que, al compartir los lados de AC y DC, puede existir circulación de corrientes no deseadas entre los diferentes inversores. Esta corriente circulante entre inversores únicamente se ve limitada por la inductancia de fugas de la bobina trifásica, con lo que pueden alcanzar valores muy elevados. En la bibliografía existente este problema se soluciona de diferentes maneras, pero todas ellas tienen en común que modifican el sistema incurriendo en sobrecostes. Una posible solución radica en la utilización de un transformador en el lado de AC con tantos secundarios como inversores. Sin embargo, esto supone un encarecimiento de la

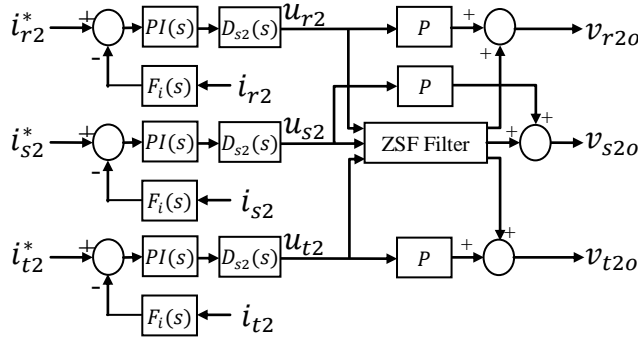
instalación, ya que un transformador de este tipo es hasta un 40% más caro que el tradicional de secundario único. Otra posible solución es la de aumentar la inductancia en modo común que presenta cada uno de los inversores. Esto se consigue por ejemplo utilizando tres bobinas monofásicas en cada inversor en lugar de una trifásica. Nuevamente, el problema de esta solución es que estas bobinas monofásicas resultan en torno a un 25% más caras que las equivalentes trifásicas.

En esta tesis se propone minimizar las corrientes circulantes entre inversores actuando sobre las fuentes de tensión en modo común de cada inversor. Si se consigue que los N inversores generen la misma tensión en modo común en cada instante, no existirá corriente que circule entre ellos. Para ello, el primer paso ha sido el sincronizar las portadoras triangulares de todos los inversores. De esta forma, y como la tensión de DC de todos los inversores es la misma, se eliminan las corrientes circulantes de alta frecuencia fruto de realizar la modulación PWM.

Sin embargo, para que instantáneamente todas las tensiones sean iguales también es necesario que la modulante de baja frecuencia sea la misma en todos los inversores. Esta modulante se obtiene a partir de los controles de corriente de cada inversor, con lo que una opción que se planteó inicialmente era la de sintonizar estos lazos de control con un ancho de banda muy bajo, cercanos a 200Hz. De esta manera, se minimizan durante los transitorios las diferencias entre las modulantes de cada inversor con lo que sus tensiones generadas son similares. Además, y suponiendo un sistema equilibrado, la suma de las tres modulantes de cada inversor da un valor cercano a cero con lo que no se generan corrientes entre inversores tampoco a baja frecuencia. El problema de esta solución era que con un ancho de banda tan bajo, el seguimiento de los lazos de corriente no era el adecuado y la forma de onda no es buena.

En esta tesis se propone una técnica de control basada en un bloque que actúa como filtro en modo común de la tensión que genera cada inversor esclavo. Este bloque se ha llamado Zero Sequence Filter, *ZSF*. De esta manera, y aunque cada uno de los lazos de control de los N inversores calcule una modulante diferente, se asegura que la suma de las tres modulantes de cada inversor es cero, con lo que la tensión en modo común generada por cada inversor también será cero y no se generarán corrientes circulantes. Como la tensión en modo común generada por cada inversor es siempre cero, es posible sintonizar los lazos de control de corriente a una frecuencia suficiente como para obtener una buena forma de onda, en torno a 500Hz. Por otra parte, se han añadido los bloques P , unas ganancias en paralelo a este bloque *ZSF* necesarias para controlar la componente DC de la corriente inyectada a la red. Debido a la ganancia en DC de la acción integral del regulador PI utilizado en el control de corriente, es suficiente con un valor de P tan pequeño que la tensión en modo común que genera no tiene efecto significativo en la corriente circulante entre inversores. De esta forma, la mayor aportación

a la tensión de control final es la proporcionada por el filtro ZSF y la tensión en modo común generada por cada inversor es prácticamente cero. La figura Fig. 6. 1 describe de forma gráfica la estructura de control propuesta:



Siendo el filtro ZSF (Zero Sequence Filter):

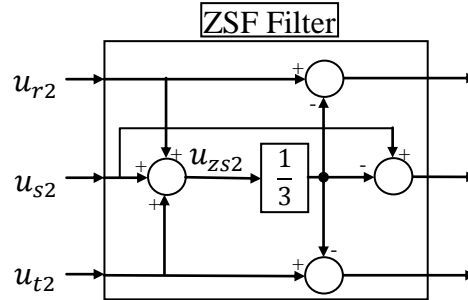


Fig. 6. 1 –Filtro ZSF y ganancia P en paralelo, para el primero de los esclavos, inversor número 2.

Una vez atenuadas las corrientes circulantes entre inversores, se ha realizado un estudio de las corrientes en modo común que circulan por tierra, a través de la capacidad parásita del campo solar. Al igual que se ha hecho para el Inversor Centralizado y el Inversor Multi-String, se ha diseñado una metodología de diseño de los filtros en modo común necesarios para reducir este tipo de corrientes.

6.2 Aportaciones

La aportación principal de esta tesis es la nueva técnica de control de corriente propuesta para los inversores Maestro-Esclavo. Esta técnica de control elimina las corrientes circulantes entre los diferentes inversores de los que está compuesto el MS, posibilitando la utilización de transformadores de un único secundario e inductancias trifásicas con el consecuente ahorro económico. Como resultado se ha publicado un artículo internacional en la revista IEEE Transactions on Power Electronics, volumen 28, en Junio del 2013 con título *“Modeling and Control of a Master–Slave PV Inverter With N-Paralleled Inverters and Three-Phase Three-Limb Inductors”*.

Otra aportación secundaria ha sido el análisis en modo común realizado a las tres arquitecturas de conversión, el cual se diferencia del análisis realizado en inversores de alta potencia de otro tipo de aplicaciones por el enorme valor de la capacidad parásita del campo solar a tierra. Esta capacidad condiciona enormemente las corrientes en modo común por el sistema y es precisamente una de las características especiales de los sistemas fotovoltaicos. En los tres casos se ha calculado la función de transferencia de la corriente en modo común, así como los valores de sus frecuencias de resonancia. De entre los tres análisis realizados destaca el correspondiente al Inversor Multi-String, ya que en este caso las corrientes en modo común fluyen a través de dos caminos diferenciados. El primero de ellos es a través de la capacidad parásita del transformador, algo que ocurre también en el Inversor Centralizado y en el Maestro-Esclavo. El segundo camino es entre los diferentes inversores que componen el Inversor Multi-String, y a través de las capacidades parásitas de los diferentes campos solares. Esta circulación de corrientes en modo común entre inversores es específica del Inversor Multi-String, y su atenuación es crítica desde el punto de vista de EMC.

Finalmente, cabe destacar la transferencia tecnológica realizada a la empresa INGETEAM, ya que en los Inversores Maestro-Esclavo y Multi-String de la gama de inversores fotovoltaicos Ingecon Sun PowerMax de este fabricante, se utiliza tanto el control del Inversor Maestro-Esclavo como los filtros EMC del Inversor Multi-String y del Inversor Maestro-Esclavo diseñado en esta tesis.

A continuación se muestra la hoja de características de uno de los modelos de la familia de inversores Maestro-Esclavo. Concretamente el alimentado a 360V en el lado de AC:

INGECON**SUN**PowerMax Maestro-Esclavo
360 Vac

**SIN
TRANSFORMADOR
INVERSORES
CENTRALES CON
CONFIGURACIÓN
MAESTRO-ESCLAVO**

460TL X360 DCAC Indoor / 690TL X360 DCAC Indoor / 920TL X360 DCAC Indoor

El inversor central con configuración Maestro-Esclavo, en cualquiera de sus modalidades, presenta dos, tres o cuatro bloques de potencia conectados en paralelo al mismo generador fotovoltaico y al mismo transformador de media tensión.

Acometidas DC y AC en el mismo armario

Las acometidas de entrada y de salida están integradas en el mismo armario, lo cual facilita las labores de mantenimiento y reparación.

Protección máxima

Estos equipos trifásicos disponen de un seccionador DC de apertura en carga motorizado para desacoplar el generador fotovoltaico del inversor. Opcionalmente, pueden incorporar un seccionador magneto-térmico AC con mando a puerta, así como fusibles, kit de puesta a tierra y monitorización de corrientes de entrada.

Máximos valores de eficiencia

El uso de novedosas topologías de conversión electrónica permite alcanzar valores de eficiencia de hasta el 98,8%. Un avanzado algoritmo de control determina los módulos que deben funcionar en cada momento, repartiendo la carga de trabajo en función de la potencia fotovoltaica disponible y el número de horas de funcionamiento de cada módulo. De esta forma se maximiza la eficiencia y la vida útil del equipo. En los periodos de baja irradiancia se aumenta el rendimiento hasta en 1,8 puntos.

Múltiples equipos para múltiples proyectos

Los inversores PowerMax ofrecen la máxima adaptabilidad a todo tipo de proyectos de ingeniería. Esto es posible gracias a su amplio rango de potencias de salida y a sus diversas configuraciones posibles.

Prestaciones mejoradas

La nueva gama de inversores INGECON® SUN PowerMax presenta una calderería renovada y mejorada que, junto a un novedoso sistema de refrigeración por aire, permite un aumento de la temperatura ambiente de trabajo, entregando su potencia nominal hasta 45°C.



www.ingeteam.com
solar.energy@ingeteam.com

Ingeteam

Fig. 6. 2 – Hoja de características del Ingecon Sun PowerMax Maestro-Esclavo de 360V.

INGECON		SUN		PowerMax Maestro-Esclavo 360 Vac	
		460TL X360 DCAC Indoor	690TL X360 DCAC Indoor	920TL X360 DCAC Indoor	
Valores de Entrada (DC)					
Rango pot. campo FV recomendado ⁽¹⁾	466 - 546 kWp		702 - 819 kWp		933 - 1.092 kWp
Rango de tensión MPP	606 - 820 V		606 - 820 V		606 - 820 V
Tensión máxima DC ⁽²⁾	1.000 V		1.000 V		1.000 V
Corriente máxima DC	900 A		1.350 A		1.800 A
Nº entradas DC con porta-fusibles	8		12 (ampliable hasta 16)		12 (ampliable hasta 16)
Dimensiones fusibles DC	Fusibles de 125 A / 1.000 V a 250 A / 1.000 V para corriente máx. de 100 a 200 A, en los polos positivo y negativo				
Tipo de conexión	Conexión a las barras de cobre de los portafusibles. El cable entra desde el suelo a través de prensaestopas M40 (máx. diámetro: 40 mm)				
Bloques de potencia	2		3		4
MPPT	1		1		1
Corriente por entrada	de 100 a 200 A		de 100 a 200 A		de 100 a 200 A
Protecciones de Entrada					
Protecciones de sobretensión	Descargadores de sobretensiones atmosféricas DC tipo 2				
Interruptor DC	Seccionador de apertura en carga DC motorizado				
Otras protecciones	Hasta 16 pares de fusibles DC, monitorización de aislamiento DC con alarma, seta de emergencia				
Valores de Salida (AC)					
Potencia nominal AC ⁽³⁾	458 kW		688 kW		917 kW
Corriente máxima	736 A		1.104 A		1.472 A
Tensión nominal AC	360 V Sistema IT		360 V Sistema IT		360 V Sistema IT
Frecuencia nominal AC	50 / 60 Hz		50 / 60 Hz		50 / 60 Hz
Coseno Phi ⁽⁴⁾	1		1		1
Coseno Phi ajustable	St. Smáx=458 kVA		St. Smáx=688 kVA		St. Smáx=917 kVA
THD (Distorsión Armónica Total) ⁽⁵⁾	<3%		<3%		<3%
Protecciones de Salida					
Protecciones de sobretensión	Descargadores de sobretensiones atmosféricas AC tipo 2				
Interruptor AC	Opcional seccionador magneto-térmico AC con mando a puerta, disparo remoto o motorizado				
Protección anti-isla	Sí, con desconexión automática (por cada bloque de potencia)				
Otras protecciones	Fusibles AC, cortocircuitos y sobrecargas AC (por cada bloque de potencia)				
Prestaciones					
Eficiencia máxima	98,8%		98,8%		98,8%
Euroeficiencia	98,6%		98,7%		98,7%
CEC	98,1%		98,1%		98,1%
Consumo en stand-by ⁽⁶⁾	60 W		90 W		120 W
Consumo nocturno	60 W		90 W		120 W
Datos Generales					
Temperatura de funcionamiento	-20°C a +65°C		-20°C a +65°C		-20°C a +65°C
Humedad relativa (sin condensación)	0 - 95%		0 - 95%		0 - 95%
Grado de protección	IP20		IP20		IP20
Altitud máxima ⁽⁷⁾	3.000 m		3.000 m		3.000 m
Sistema de refrigeración	Ventilación forzada con control térmico (suministro de 230 V fase + neutro)				
Caudal de aire	2.670 m³/h (consumo: 1.000 VA)		4.640 m³/h (consumo: 1.300 VA)		5.340 m³/h (consumo: 1.500 VA)
Emisión acústica	<55 dB (A) a 4 m y <67 dB (A) a 1 m con ventiladores funcionando a la potencia máxima				
Certificación	CE				
Normativa EMC y de seguridad	EN 50178, EN 62109-1, EN 62109-2, EN 61000-6-2, EN 61000-6-4, EN 61000-3-11, EN 61000-3-12, FCC Part 15				
Normativa de conexión a red	BDEW MT, RD 661/2007, P.O.12.3, CEI 0-16, CEI 11-20, CEI 11-20 V1, Allegato A70 TERNA, IEEE 1547, Arrêté 23-04-08				

Fig. 6. 3 – Hoja de características del Ingecon Sun PowerMax Maestro-Esclavo de 360V.

Inversores como este han sido conectados en varias plantas fotovoltaicas a lo largo de todo el mundo. Sirva como ejemplo la planta de Aura Solar en la localidad de La Paz, en Baja California (México). Se trata de una planta de 30MW, compuesta por 36 Inversores Maestro-Esclavo de 880kW y 4 Inversores Maestro-Esclavo de 660kW. Los primeros están compuestos por cuatro inversores, y los últimos por tres. Todos ellos se conectan a redes IT de 345Vac y 60Hz.

A continuación pueden verse unas fotografías de esta planta. En la primera de ellas puede apreciarse uno de los Inversores Maestro-Esclavo en el interior de la caseta. La función de esta caseta es la de proteger el inversor de la lluvia y la suciedad exterior, además de incluir el transformador de baja a media tensión, sus celdas de medida y protección, así como otros dispositivos de control y monitorización de la instalación.



Fig. 6. 4 – Inversor Ingecon Sun PowerMax Maestro-Esclavo dentro en la planta de Aura Solar.

La siguiente fotografía muestra el campo solar, compuesto por paneles de células policristalinas sobre una estructura fija.



Fig. 6. 5 –Campo solar de la planta de Aura Solar.

6.3 Líneas futuras

A partir de los resultados obtenidos en esta tesis, se proponen las siguientes líneas de investigación.

6.3.1 Estudio del efecto de las inductancias parásitas

A la hora de modelar el Inversor Maestro-Escavo, se han despreciado los elementos parásitos de los condensadores, cables, inductancias, etc. En la práctica, todos estos elementos parásitos se pueden caracterizar mediante inductancias, resistencias y condensadores de valores muy bajos, y es por ello que suelen despreciarse. Sin embargo, conviene realizar un análisis sobre la influencia que estos elementos tienen en el Inversor Maestro-Escavo, en el cual se paralelizan N inversores uniendo sus lados de AC y DC. Al hacerlo, es posible que se generen corrientes a la frecuencia de conmutación entre ellos, para las cuales este tipo de elementos parásitos comienzan a ser importantes debido a su alta frecuencia. Convendría analizar las funciones de transferencia de las corrientes que pueden circular entre inversores, tal y como se describe en la figura Fig. 6. 6:

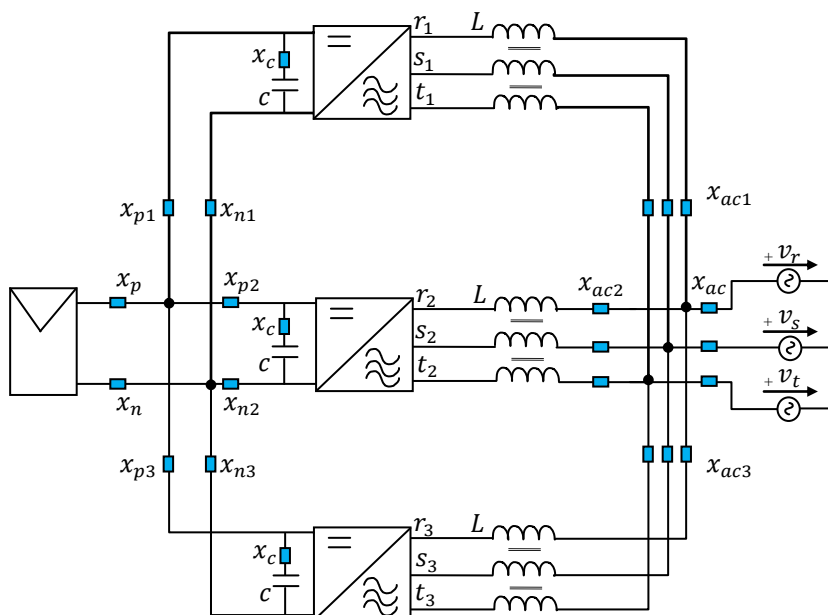


Fig. 6. 6 – Inversor Maestro-Eslavo compuesto por tres inversores contemplando los elementos parásitos.

Las impedancias x_c se refieren a los elementos parásitos que suele haber en los condensadores de DC. Por otra parte, x_{p1} , x_{n1} , x_{p2} , x_{n2} , x_{p3} y x_{n3} caracterizan los cables que unen los diferentes inversores en el lado de DC. Generalmente el tipo de cable utilizado en todos ellos es el mismo, pero la longitud puede variar mucho en función de la disposición interna del inversor y como se coloquen todos los elementos de potencia como seccionadores, acometidas, protecciones magneto-térmicas, etc. Por otra parte, x_n y x_p caracterizan el cableado del campo solar y suelen alcanzar valores considerables debido a la longitud de los cables utilizados. Es por ello que a lo largo de esta tesis estas impedancias no se han despreciado, y se han contemplado en el estudio en modo común tanto del Inversor Maestro-Esclavo como del resto de inversores analizados. Para finalizar, las impedancias x_{ac} , x_{ac1} , x_{ac2} y x_{ac3} caracterizan el cableado en AC necesario para unir todos los inversores entre sí en el lado de AC y con el transformador. Nuevamente, su longitud puede variar en función de la disposición de los elementos de potencia dentro del Inversor Maestro-Esclavo.

6.3.2 Estudio control desacoplado para el Inversor Maestro-Esclavo

Como se ha explicado a lo largo de esta tesis, la dificultad del control de corriente del Inversor Maestro-Esclavo radica en la necesidad de controlar las corrientes circulantes entre inversores, también conocidas como corrientes homopolares. Estas corrientes se generan debido a paralelizar inversores con lados de AC y DC común, y se ven potenciadas por el hecho de utilizar inductancias trifásicas las cuales presentan una impedancia en modo común muy baja generada únicamente por el flujo de fugas, L_f , (3. 50).

De cara a implementar el control del Inversor Maestro-Esclavo, existe otra alternativa que convendría estudiar. Se basa en desacoplar el control de corriente en corriente en modo diferencial y corriente en modo común. El control de corriente en modo diferencial tendrá como planta la inductancia magnética, L_m , y el control de corriente homopolar tendrá como planta la inductancia de fugas, L_f . Para llevar a cabo este tipo de control, es necesario descomponer la corriente medida en corriente homopolar y corriente diferencial. Esta descomposición se realiza implícitamente al pasar estas variables físicas a ejes dqo.

Un control de este tipo puede tener diferentes ventajas, como puede ser la facilidad de sintonización de los reguladores al tener las plantas, homopolar y diferencial, desacopladas. Por el contrario, el coste computacional es superior con lo que su viabilidad dependerá de las prestaciones de la UCC utilizada.

Abreviaturas y acrónimos

η	Eficiencia
η_{euro}	Euroeficiencia
AGCC	Algoritmo de Generación de Consignas de Corriente.
BW	Ancho de banda (bandwidth).
UCC	Unidad de Control Central
UCCP	Unidad de Control Central Principal
Disp	Disponibilidad de una instalación fotovoltaica.
$D_{s2}(s)$	Expresión en el dominio-s que aglutina los retrasos relativos a la digitalización del lazo de control.
EMC	Compatibilidad electromagnética - Electromagnetic Compatibility
f_c	Frecuencia de conmutación
FFT	Fast Fourier Transform (Transformada rápida de Fourier)

$F_i(s)$	Filtro paso-bajo que modela el captador de corriente.
$\mathbf{G}(s)$	Matriz de transferencia que relaciona \mathbf{v}_{io} con \mathbf{i} .
GISS	Goddard Institute for Space Studies
$H_m(s)$	Función de transferencia SISO equivalente del lazo de control de corriente del maestro con ley de modulación \mathbf{M}_e .
$H_s(s)$	Función de transferencia SISO equivalente del lazo de control de corriente de un esclavo con ley de modulación \mathbf{M}_e .
\mathbf{i}	Vector que aglutina todas las corrientes del inversor MS.
\mathbf{i}^*	Vector que aglutina todas las corrientes de referencia del inversor MS.
\mathbf{I}	Matriz identidad.
IC	Inversor Centralizado.
IPPC	Intergovernmental Panel on Climate Change / Grupo Intergubernamental de Expertos sobre el Cambio Climático
i_{mc}	Corriente en modo común
i_{pv}	Corriente del campo solar.
i_{r1}	Corriente por la fase r del inversor 1.

i_{r2}	Corriente por la fase r del inversor 2.
i_{rN}	Corriente por la fase r del inversor N, último inversor.
i_{s1}	Corriente por la fase s del inversor 1.
i_{s2}	Corriente por la fase s del inversor 2.
i_{sN}	Corriente por la fase s del inversor N, último inversor.
i_{t1}	Corriente por la fase t del inversor 1.
i_{t2}	Corriente por la fase t del inversor 2.
i_{tN}	Corriente por la fase t del inversor N, último inversor.
$J_m(s)$	Función de transferencia SISO equivalente de la planta del control de corriente del maestro con ley de modulación \mathbf{M}_e .
$J_s(s)$	Función de transferencia SISO equivalente de la planta del control de corriente de un esclavo con ley de modulación \mathbf{M}_e .
k_{cm}	Factor de acoplamiento de una inductancia trifásica.
k_p	Parámetro correspondiente a la parte proporcional del regulador $PI(s)$.
L	Valor de la inductancia.

M	Inductancia mutua.
M_e	Ley de modulación de corriente inicial del inversor MS.
M_{e2}	Ley de modulación de corriente propuesta para el inversor MS.
MF	Margen de fase.
MIMO	Múltiples entradas y múltiples salidas (Multiple Inputs and Multiple Outputs).
MS	Inversor Maestro-Esclavo (Master-Slave).
MST	Inversor Multi-String.
MPP	Punto de máxima potencia (Maximum Power Point).
MPPT	Seguimiento del punto de máxima potencia (Maximum Power Point tracking).
n	Neutro de la red eléctrica.
N	Número de inversores en paralelo.
o	Punto medio virtual de la tensión de entrada.
P	Parte proporcional del control propuesto para el inversor MS.
PI	Regulador proporcional integral.

PWM	Modulación de anchura de pulsos
r_1	Rama de salida r del inversor 1.
r_2	Rama de salida r del inversor 2.
r_N	Rama de salida r del inversor N , último inversor.
$\mathbf{R}(s)$	Ver ecuación (5. 24)
\mathbf{S}	Matriz de controlabilidad.
s_1	Rama de salida s del inversor 1.
s_2	Rama de salida s del inversor 2.
s_N	Rama de salida s del inversor N , último inversor.
SARP	Sistema Autónomo de Reducción de Potencia.
SVM	Space Vector Modulation
t_1	Rama de salida t del inversor 1.
t_2	Rama de salida t del inversor 2.
t_i	Retraso del filtro de la captación de corriente.

t_n	Parámetro correspondiente a la parte integral del regulador $PI(s)$.
t_N	Rama de salida t del inversor N , último inversor.
T_s	Periodo de muestreo.
\mathbf{u}_{io}	Vector que aglutina todas las tensiones de control, salidas de los reguladores, del inversor MS.
\mathbf{v}_{io}	Vector que aglutina todas las tensiones de rama, tensiones aplicada en cada rama, del inversor MS.
v_{Lr1}	Tensión de la inductancia de la fase r del inversor 1.
v_{Lr2}	Tensión de la inductancia de la fase r del inversor 2.
v_{LrN}	Tensión de la inductancia de la fase r del inversor N , último inversor.
v_{mc}	Tensión de modo común.
v_{md}	Tensión de modo diferencial.
v_{no}	Tensión entre el punto medio virtual de la tensión de entrada, o , y el neutro de la red eléctrica, n .
v_r	Tensión de la fase r de la red eléctrica.
\hat{v}_{ro}	Tensión de rama instantánea de la fase r .

v_{ro}	Tensión de rama de la fase r.
v_{r1o}	Tensión de rama de la fase r del inversor 1.
v_{r2o}	Tensión de rama de la fase r del inversor 2.
v_{rNo}	Tensión de rama de la fase r del inversor N, último inversor.
\hat{v}_{so}	Tensión de rama instantánea de la fase s.
v_{so}	Tensión de rama de la fase s.
v_s	Tensión de la fase s de la red eléctrica.
v_{s1o}	Tensión de rama de la fase s del inversor 1.
v_{s2o}	Tensión de rama de la fase s del inversor 2.
v_{sNo}	Tensión de rama de la fase s del inversor N, último inversor.
\hat{v}_{to}	Tensión de rama instantánea de la fase t.
v_{to}	Tensión de rama de la fase t.
v_{t1o}	Tensión de rama de la fase t del inversor 1.
v_{t2o}	Tensión de rama de la fase t del inversor 2.

v_{tN0}	Tensión de rama de la fase t del inversor N , último inversor.
v_t	Tensión de la fase t de la red eléctrica.
v_{zsx}	Tensión de secuencia cero del inversor x.
v_{zs1}	Tensión de secuencia cero del inversor 1.
VSC	Voltage Source Converter.
ZSF	Filtro de secuencia cero (Zero Sequence Filter)

Bibliografía

- [1] Wallance S.Broecker, "Climatic Change: Are we on the Brink of a Pronounced Global Warming?," *American Association for the Advancement of Science*, vol 189, no 4201, pp 460-463, August 1975.
- [2] Intergovernmental Panel on Climate Change, IPCC, "Climate Change 2007: Working Group I: The Physical Science Basis" *Intergovernmental Panel on Climate Change, FAQ 2.1 Fig. 1*, 2007.
- [3] British Petroleum, BP, "Statistical Review of World Energy 2013" www.bp.com/statisticalreview
- [4] Steven C.Sherwood and Matthew Huber, "An adaptability limit to climate change due to heat stress" Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, March 2010.
- [5] B.Burger, Fraunhofer, "Energiekonzept 2050" *FVEE*, www.fvee.de, June 2010, updated 10.04.2012.
- [6] European Photovoltaic Industry Association, EPIA, , "Global Market Outlook for Photovoltaics 2013-2017" <http://www.epia.org/home/> .
- [7] X. Vallvé, J. Serrasoles, "Design and operation of a 50kWp PV rural electrification project for remote sites in Spain" *Solar Energy*, vol 59, no. 1-3, pp. 111-119, 1997.
- [8] E. Lorenzo, "Photovoltaic rural electrification", *Progress in Photovoltaics*, vol.5, pp. 3-27, 1997.
- [9] J. Aguilera and E. Lorenzo, "Rural Photovoltaic electrification programme on the Bolivian High Plateau", *Progress in Photovoltaics*, vol. 4, no 1, pp. 77-84, 1996.
- [10] E. Lorenzo, E. Camaño, "Cuaderno fotográfico de electrificación rural fotovoltaica", *Instituto de Energía Solar*, Madrid, Octubre 1990.
- [11] F. O. Adurodija, I.O. Asia, M. A. C. Chendo, "The market potential of photovoltaic systems in Nigeria", *Solar Energy*, vol. 64, no. 4-6, pp. 133-139, 1998.

- [12] R. Posorki, "Photovoltaic water pumps, an attractive tool for rural drinking water supply", *Solar Energy*, vol. 58, no. 4/6, pp. 155-163, 1996.
- [13] H. M. B. Metwally and W. R. Anis, "Performance analysis of PV pumping systems using switched reluctance motor drives", *Solar Energy*, vol. 56, no. 2, pp. 161-168, 1996.
- [14] D. Langridge, W. Lawrance and B. Wichert, "Development of a photovoltaic pumping system using a brushless D.C. motor and helical rotor pump", *Solar Energy*, vol. 56, no. 2, pp.151-160, 1996.
- [15] M. Alonso-Abella, F. Chenlo, J. Blanco and D. Manso, "Use of standard frequency converters in PV pumping systems", *2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion*, Vienna, Austria, 6-10 July, 1998.
- [16] E. Muljadi, "PV water-pumping with peak-power tracker using a simple six-step square-wave inverter", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, no. 3, June 1997.
- [17] European Photovoltaic Industry Association (EPIA) & Greenpeace, "Solar Generation V", September 2008. www.epia.org.
- [18] Asociación de Industria Fotovoltaica (ASIF), "Hacia un suministro sostenible de electricidad. La energía solar fotovoltaica en España", 2008, www.asif.org.
- [19] Instituto de Energía Solar de la Universidad Politécnica de Madrid, "Récord mundial de eficiencia, 32,6% a 1000 soles, para una célula solar de doble unión", 30 Octubre 2008, www.ies.upm.es.
- [20] "World Record: 41.1% efficiency reached for multi-junction solar cells at Fraunhofer ISE", www.ise.fraunhofer.de
- [21] Figueres E., Garcera G., Sandia J., Gonzalez-Espin F., Rubio J.C., "Sensitivity study of the dynamics of three-phase photovoltaic inverters with an LCL grid filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 56, no 3, pp 706-17, March 2009.
- [22] Juan Luis Agorreta, Mikel Borrega, Jesús López, Luis Marroyo, "Modeling and Control of N-Paralleled Grid-Connected Inverters With LCL Filter Coupled Due to Grid Impedance in PV Plants," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 26, no 3, pp 770-785, March 2011.

- [23] O. Waszynezuk, "Dynamic behavior of a class of photovoltaic power system," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no 9, pp 3031-3037, September 1983.
- [24] Hongbin Wu, Xiaofeng Tao, "Three-phase Photovoltaic Grid-connected Generation Technology with MPPT Function and Voltage Control," *Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009*. pp 1295-1300, 2-5 November. 2009.
- [25] Wu Libo, Zhao Zhengming, Liu Jianzheng, "A Single-Stage Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic System With Modified MPPT Method and Reactive Power Compensation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol 22, no 4, pp 881-886, December 2007.
- [26] Liserre, M., Blaabjerg, F., Hansen, S, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol 41, no 5, pp 1281-91, September 2005.
- [27] Blasko, V., Kaura, V., "A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol 33, no 2, pp 542-50, March-April 1997.
- [28] Joerg Dannehl, Christian Wessels, Friedrich Wilhelm Fuchs, "Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 56, no 2, pp 380-388, February 2009.
- [29] Marian P. Kazmierkowski, Luigi Malesani, "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 45, no 5, pp 691-703, October 1998.
- [30] M. Liserre, A. Dell'Aquila, F. Blaabjerg, "Stability improvement of an LCL-filter based three-phase active rectifier," *Proc. Power Electron. Spec. Conf.*, vol 3, pp 1195-1201, 2002
- [31] Fei Liu, Yan Zhou, Shanxu Duan, Jinjun Yin, Bangyin Liu, Fangrui Liu, "Parameter Design of a Two-Current-Loop Controller Used in a Grid-Connected Inverter System With LCL Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 56, no 11, pp 4483-4491, 2009
- [32] Ning-Yi Dai, Man-Chung Wong; Ying-Duo Han, "Three leg center-split inverter controlled by 3D SVM under DC variation," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004*, vol 3, pp 1362-1367, 2004

- [33] Jose A. Vera, Miguel Garcia, Luis M. Marroyo, Mikel Muñoz, Idoia SanMartín, "Mismatching Losses in Solar PV Plants," 10th International Conference on Sustainable Energy Technologies, İstanbul, TÜRKİYE, 4-7 Sep, 2011.
- [34] Zhao Qinglin, Chen Zhongying and Wu Weiyang: "Improved Control for Parallel Inverter with Current-Sharing Control Scheme," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International*, pp 1-5, Shangai 2006.
- [35] Satoshi Ogasawara, Jin Takagaki, Hirofumi Magi, Akira Nabae, "A Novel Control Scheme of a Parallel Current-Controlled PWM Inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol 28, no 5, September / October 1992.
- [36] Wei Yongqing, Zhang Xiaofeng, Qiao Mingzhong, Kang Jun, "Control of Parallel Inverters Based on CAN Bus in Large-Capacity Motor Drives," *Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, 2008. DRPT 2008. Third International Conference*, pp 1375-1379, April 2008.
- [37] Xiao Sun, Yim-Shu Lee, Senior Member, IEEE, Dehong Xu, "Modeling, Analysis, and Implementation of Parallel Multi-Inverter Systems With Instantaneous Average-Current-Sharing Scheme," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 18, no 3, May 2003.
- [38] Hui Cai, Rongxiang Zhao, and Huan Yang, "Study on Ideal Operation Status of Parallel Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 23, no 6, May 2008.
- [39] Tsung-Po Chen, "Dual-Modulator Compensation Technique for Parallel Inverters Using Space-Vector Modulation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 56, no 8, August 2009.
- [40] Tsung-Po Chen, "Common-Mode Ripple Current Estimator for Parallel Three-Phase Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 24, no 5, May 2009.
- [41] Sudip K. Mazumder, "A Novel Discrete Control Strategy for Independent Stabilization of Parallel Three-Phase Boost Converters by Combining Space-Vector Modulation With Variable-Structure Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 18, no 4, July 2003.
- [42] Witold Maranâ Da, Gilbert de Mey, Alexis de Vos, "Optimization of the master-slave inverter system for grid-connected photovoltaic plants," *Energy Conversion and Management*, vol 39, no 12, pp. 1239-1246, 1998.

- [43] Andrew M Knight, J. Ewanchuk, John C. Salmon, "Coupled Three-Phase Inductors for Interleaved Inverter Switching," *IEEE Transactions on magtentics*, vol 44, no 11, November 2008.
- [44] Kun Xing, Fred C. Lee, Dusan Borojevic, Zhihong Ye, Sudip Mazumder, "Interleaved PWM with Discontinuous space-vector modulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 194, no 5, September 1999.
- [45] H.R. Baghaee, M.Mirsalim, M. J. Sanjari, G.B. Gharehpetian, "Power Control Strategy of Parallel Inverter Interfaced DG Units," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008*, pp 629-636, 2008.
- [46] Zhihong Ye, Dushan Boroyevich, Jae-Young Choi and Fred C. Lee: "Control of Circulating Current in Two Parallel Three-Phase Boost Rectifiers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 19, no 5, September 2002.
- [47] Sanchis, P., Ursua, A., Gubia, E., Marroyo, L, "Boost DC-AC inverter: a new control strategy," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 20, no 2, p 343-353, March 2005.
- [48] Roberto González, Eugenio Gubía, Jesús López, Luis Marroyo, "Transformerless Single-Phase Multilevel-Based Photovoltaic Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 55, no 7, July 2008.
- [49] Nasrudin A. Rahim, Krismadinata Chaniago, Jeyraj Selvaraj, "Single-Phase Seven-Level Grid-Connected Inverter for Photovoltaic System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 58, no 6, June 2011.
- [50] Robert Turner, Simon Walton, and Richard Duke, "Stability and Bandwidth Implications of Digitally Controlled Grid-Connected Parallel Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 57, no 11, November 2010.
- [51] Marcelo Lobo Heldwein, Luca Dalessandro, and Johann W. Kolar, "The Three-Phase Common-Mode Inductor: Modeling and Design Issues," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 58, no 8, August 2011.
- [52] Benjamin C.Kuo: "Automatic control systems".
- [53] Mihai Ciobotaru, Remus Teodorescu and Frede Blaabjerg: "Control of single-stage single-phase PV inverter," *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, pp 10, 2005.

- [54] R. Teodorescu, F.Blaabjerg, U. Borup, M. Liserre, "A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, vol 1, pp 580-586, 2004.
- [55] Guoqiao Shen, Xuancai Zhu, Jun Zhang, Dehong Xu, "A New Feedback Method for PR Current Control of LCL-Filter-Based Grid-Connected Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 57, no 6, June 2010.
- [56] Ning-Yi Dai, Chi-Seng Lam, Man-Chung Wong, Ying-Duo Han, "Application of 3D direct PWM in parallel power quality compensators in three-phase four-wire systems," *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pp. 3220- 3225, 2008.
- [57] Predrag Pejović, Zarko Janda, "An Analysis of Three-Phase Low-Harmonic Rectifiers Applying the Third-Harmonic Current Injection," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 14, no 3, September 1999.
- [58] IDAE, "Evolución Tecnológica y Prospectiva de Costes de las Energías Renovables," *www.idae.es*, Estudio Técnico Periodo 2011-2020.
- [59] Keliang Zhou and Danwei Wang, "Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 49, no 1, February 2002.
- [60] Muhammad H.Rashid, "Power Electronics Handbook,".
- [61] J.M.A. Myrzik and M.Calais, "String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems – A review," *Proc. IEEE Power Tech Conference*, Bologna, June 23-26, 2003, vol.2, pp. 1-8.
- [62] E.Gubia, P. Sanchis, A.Ursua, J.Lopez and L.Marroyo, "Ground Currents in Single-phase Transformerless Photovoltaic Systems", *Progress in Photovoltaics: Research and Application*, 15:629–650,2007.
- [63] AENOR, "UNE-EN 61000 Compatibilidad Electromagnética (CEM)", Parte 6-4, Norma en emisión en entornos industriales (IEC 61000-6-4:2006).
- [64] M.Calais and V.G. Agelidis, "Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems-An overview", in *Proc. IEEE Int Symp. Ind. Electron*, 1998, pp. 224-229.

- [65] J. Hamman, F. S. Van der Merwe "Voltage Harmonics Generated by Voltage-fed Inverters Using PWM Natural Sampling", *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol 3, Nº 3, 1988.
- [66] C. Bodel, P. Delarue, R. Bausière "Contribution à l'étude des convertisseurs très forte puissance, exploitation des techniques multi-niveaux", *EPF'98 Belfort*, 1998, Pp. 365-370.
- [67] Luis Marroyo Palomo "Estudio de la inmunidad de los rectificadores trifásicos con control PWM escalar frente a perturbaciones: propuesta de nuevos esquemas de control", Universidad Pública de Navarra, 21 Enero 1997.
- [68] Tamas Kerekes, Remus Teodorescu, Marco Liserre, Christian Klumpner "Evaluation o Three-Phase Trnasformerless Photovoltaic Inverter Topologies", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 24, no 9, June 2009.
- [69] Jonathan W.Kimball, Maciej Zawodniok "Reducing Common-Mode Voltage in Three-Phase Sine-Triangle PWM With Interleaved Carriers", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 26, no 8, June 2011.